radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Ein Transistor-Fernsteuergerät für 27,12 MHz

PREIS 2,00 MDN · 13. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
NOVEMBER 1964
22



AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun,
Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,–MDN

Redaktionsausschuß:

Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shuidan, P. O. B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

UNSERE LESER SCHREIBEN

Neulich las ich, daß in einigen Staaten Autoradios mit UKW zu haben sind. Nun frage ich mich, warum man das macht. Der gute Klang bei UKW kommt doch im Auto kaum zur Wirkung. Außerdem stelle ich mir vor, daß beim fahrenden Auto starke Schwunderscheinungen (bei UKW) auftreten.

A. K., Dessau-Süd

Ihre Bedenken sind nicht gerechtfertigt. Die gute Wiedergabe bei UKW-Empfang kommt auch im Kraftwagen zur Geltung, besonders hinsichtlich der besseren Wiedergabe der hohen Tonfrequenzen. Natürlich ist ein Kraftwagenempfänger keine Konzerttruhe, und der Hörer im Kraftwagen macht auch einige Konzessionen an die Wiedergabequalität. Aber gerade für Nachrichten- oder Schlagersendungen, die wohl am meisten mit dem Autoradio gehört werden, ist der UKW-Empfang meist besser als der des Mittelwellensenders mit gleichem Programm. Auch Schwunderscheinungen treten relativ selten auf, da von einer gewissen Antennenspannung an die Begrenzung im Empfänger die Spannung am Demodulator auf den gleichen Wert festhält. Interessanterweise treten bei Durchfahrten durch Torbögen, unter Brücken oder dergleichen bei UKW geringere Schwunderscheinungen, Rauscheinbrüche usw. auf als bei Mittelwellenempfang.

*

... Wie groß muß eigentlich eine Sicherung sein, um einen Stromkreis wirklich zu „sichern"? Wählt man die Stärke der Sicherung gleich dem Strom, der normalerweise durch sie fließt, oder nimmt man eine stärkere? Ich konnte auf diese Fragen nirgends eine einwandfreie Antwort finden.

B. K., Berlin-Karlshorst

Die Stärke einer Feinschmelzsicherung (denn darauf zielt wohl Ihre Frage) soll etwa den doppelten bis dreifachen Wert des Nennstromes betragen. Sind kurze Einschaltstromstöße zu erwarten, so ist es besser, eine träge Sicherung zu wählen (gekennzeichnet mit einem „t"). Jedenfalls ist es billiger, wenn einmal eine Sicherung aus Versehen durchbrennt, als wenn das zu sichernde Bauelement Schaden erleidet.

*

Ist es dem Amateur erlaubt, die Stereofonie-Versuchssendungen unseres Rundfunks ohne weiteres zu empfangen? Wo kann man die Zusatzeinrichtungen dafür gegebenenfalls kaufen?

M. O., Königswusterhausen

Selbstverständlich darf jeder Bürger, der im Besitz einer gültigen Rundfunkempfangsgenehmigung ist, alle Sendungen des Rundfunks empfangen. Bei Stereofoniesendungen gilt dies natürlich auch. Allerdings muß der Hörer auch die entsprechenden Geräte haben, wenn er stereofon empfangen will. Sonst hört er dank der Kompatibilität des Stereoverfahrens nämlich eine „ganz normale" Rundfunksendung!
Die erforderlichen niederfrequenten Zusatzgeräte wie Verstärker und Lautsprecher gibt es zu kaufen. Anders verhält es sich mit dem Stereoempfänger bzw. seinem Herzstück, dem Dekoder. Aber alle Amateure der Nachrichtentechnik, die im Selbstbau etwas Erfahrung besitzen, finden u. a. in den letzten Jahrgängen unserer Zeitschrift einige Stereodekoderschaltungen, die sich leicht nachbauen lassen. Jedenfalls wurde dies bereits mit Erfolg getan.

Bezugnehmend auf die Besprechung des elektronischen Kleinbausteines EBS 2-1 bitte ich Sie, mir einmal den Hersteller dieser Kleinbausteine zu nennen, damit ich mir dort Prospektmaterial über das genannte Sortiment derartiger Bauteile bestellen kann. Oder vielleicht ist es Ihnen auch möglich, mir Veröffentlichungen zu nennen, in denen man sich über die elektronischen Kleinbausteine informieren kann.

G. L., Elgersburg

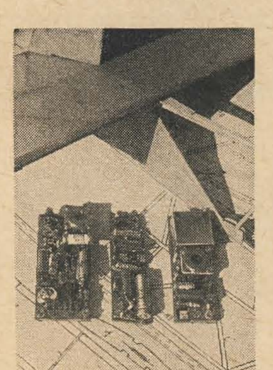
Zu Ihrer Frage: Hersteller des elektronischen Kleinstbausteines EBS 2-1 und der anderen Bausteine mit ähnlicher Bezeichnung ist der VEB Meßelektronik Berlin, Berlin O 112, Neue Bahnhofstr. 9—10.
Veröffentlichungen über die Kleinbausteine, die aber in keiner Weise als Ersatz für Prospektmaterial gedacht sind, erschienen unseres Wissens außer in unserer Zeitschrift [11 (1962) H. 22 S. 687—691 und 12 (1963) H. 3 S. 85—87] in den Zeitschriften „Nachrichtentechnik", „Feinwerktechnik", „funkamateur" und „Jugend und Technik".

*

Mich interessiert besonders die UKW-Empfangstechnik mit Transistoren. Beim Studium der einschlägigen Literatur sind mir dabei des öfteren Hinweise zum Bau eines Synchrodetektors in Röhrenschaltung aufgefallen. Ich finde diese Schaltung sehr interessant, kommen doch in ihr verschiedene Vorzüge zur Geltung. Obwohl der Mehraufwand an Material nicht besonders groß ist, findet man kaum Empfänger in dieser Schaltungstechnik.
Im Prinzip müßte der Synchrodetektor doch auch in transistorbestückten Geräten zu verwirklichen sein, wobei die Vorzüge meiner Meinung nach bei tragbaren Geräten besonders stark ins Gewicht fallen müßten.
Wie ist es nun zu erklären, daß diese Schaltung mit Transistoren noch keine Anwendung gefunden hat und daß mir bisher noch keine Veröffentlichungen über Vor- und Nachteile bekannt geworden sind?

K. G., Rathenow

Auch uns ist — trotz regelmäßiger Durchsicht der in- und ausländischen Fachliteratur — keine Veröffentlichung über transistorisierte Synchrodetektoren bekannt. Man kann mit großer Wahrscheinlichkeit daraus schließen, daß es kaum entsprechende Schaltungen — zumindest keine veröffentlichten — gibt. Ihre Frage nach dem „Warum" ist hingegen leicht beantwortet: Vermutlich warten alle Interessenten dieser Schaltung, genau wie Sie, darauf, daß ein anderer den Anfang macht und sie „ausknobelt".
Wie wäre es also, wenn Sie selbst die Initiative ergreifen? Wir würden uns freuen, wenn aus Ihrer Idee eine Bauanleitung für radio und fernsehen werden würde.



Titelbild:

Das Titelbild zeigt die komplette elektronische Anlage eines „Flugzeuges" – jedoch nur für den Modellbau (siehe hierzu Seite 684).

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Elektronische Temperaturmeß- und -warneinrichtung für landwirtschaftliche Zwecke
- Transistor-A-Endstufe für Netzbetrieb
- Multivibrator mit Siliziumtransistoren
- Eine UKW-Empfangsanlage für höhere Ansprüche
- Erzielbare Ausgangsleistungen von halbleiterstabilisierten Netzgeräten



▼ **Ein neuer Fernsehkanalumsetzer** wurde am 6. 10. 1964 in Guben (Bezirk Cottbus) in Betrieb genommen. Sendefrequenz: Kanal 9; Polarisation der Sendeantenne: horizontal.

▼ **Eine neue Fernsehumlenkanlage** wurde am 2. 10. 1964 in Öpitz (Bezirk Gera) in Betrieb genommen. Sendefrequenz: Kanal 5; Polarisation der Sendeantenne: vertikal.

▼ Mit einer **65-cm-Großbildröhre** hat die westdeutsche Firma Kuba Imperial ihre neuen Geräte bestückt.

▼ **Eine internationale wissenschaftliche Konferenz über Laser** wurde in der ersten Oktoberhälfte in London abgehalten. An der auf Initiative des britischen Instituts für Elektrotechnik veranstalteten Tagung nahmen Fachleute aus 21 Staaten teil. Gegenstand der Beratungen in der britischen Hauptstadt war die Verwendung der Laserstrahlen zur Bekämpfung des Hautkrebses, zur Einrichtung drahtloser Fernsprechverbindungen und zur Entfernungsmessung zwischen weit auseinanderliegenden Objekten.

▼ **Das Transistorvoltmeter TVM 1063** der British Physical Laboratories ist mit Silizium-Planar-Transistoren bestückt, die eine hohe Langzeitkonstanz und eine geringe Temperaturabhängigkeit aufweisen. Eigenwiderstand als Spannungsmesser: 1 MΩ/V. Empfindlichster Spannungsmeßbereich: 100 mV (Vollausschlag). Kleinster Strommeßbereich: 1 μA. Wechselspannungsbereiche bei 1 V_{eff} beginnend. Frequenzbereich ohne Tastkopf 100 kHz, mit Tastkopf 100 MHz. Die Meßklemmen sind erdfrei. Das Gerät wird aus einer Batterie betrieben. Der Stromverbrauch ist niedriger als die Selbstentladung der Batterie, so daß auf einen Ausschalter verzichtet werden konnte.

▼ **Ein präziser elektronischer Temperaturregler** wurde in der UdSSR entwickelt. Als Geber funktioniert ein in einer Brükkenschaltung arbeitendes Platinwiderstandsthermometer mit Bifilarwicklung. Bei z. B. 30° C wird die Temperatur mit einer Genauigkeit von ± 0,025 °C eingehalten. Der Temperaturregler ist vor allem für das Wachsen von Einkristallen bestimmt.

Infrarot-Fertigungskontrolle von integrierten Schaltungen

Die Fertigungskontrolle von integrierten Schaltungen erfolgt nach einem von mehreren amerikanischen Firmen, darunter Motorola, entwickelten Verfahren mittels Infrarotstrahlen, Röntgenstrahlen oder Elektronenstrahlen. Das zu prüfende Plättchen einer integrierten Schaltung wird in vollem Betrieb z. B. von einem Infrarotstrahler zeilenweise abgetastet. Mittels einer Infrarotkamera erhält man genauen Aufschluß über die Wärmeverteilung an dem Plättchen.

Neues englisches Radargerät für die Schiffahrt

„Photoplot" heißt ein in Großbritannien hergestelltes neues Radargerät für die Schiffahrt. Die Informationen werden zunächst, wie üblich, auf einem Bildschirm wiedergegeben. Diese Darstellung wird dann auf einen 16-mm-Spezialfilm fotografiert, der in wenigen Sekunden entwickelt und dessen Bild auf die Unterseite eines durchscheinenden Schirmes projiziert wird. Die georteten Gegenstände erscheinen schwarz auf weißem Hintergrund und ergeben ein klares stabiles Bild von 68,5 cm Dmr. auf einer ebenen, mit Papier für die Ortung abgedeckten Oberfläche. Das projizierte Bild kann gleichzeitig von mehreren Beobachtern sowohl bei Tag als auch bei Nacht betrachtet werden.

Bau eines riesigen internationalen Radioteleskops vorgeschlagen

Sowjetische Wissenschaftler haben das Projekt eines großen internationalen Radioteleskops zur Lösung vieler Aufgaben, die die moderne Radioastronomie stellt, vorgeschlagen. Nach einer Mitteilung von Prof. Semjon Chakin auf einem im September abgehaltenen Symposium für Radioastronomie soll das neue Teleskop aus einem System von 1500 kreisförmig angeordneten Radioreflektoren bestehen. Das System wird Funkwellen in einem Bündel sammeln, das auf einen Sekundärspiegel fallen und von dort in den eigentlichen Empfänger gelangen wird. Jeder Reflektor soll einen Durchmesser von 100 m haben. Der Kreisdurchmesser der gesamten radioteleskopischen Anlage soll 20 km betragen. Bei solchen Abmessungen wird sich die reflektierende Fläche des riesigen Radioteleskops auf etwa drei Quadratkilometer belaufen. Das Gerät wird eine gute Beobachtung der am weitesten entfernten fernen Milchstraßensysteme ermöglichen.
Die Fläche der neuen Anlage wird die der Anlage des größten Radioteleskops in Greenbank (USA) hundertfach übertreffen. Das Auflösungsvermögen wird 200mal so stark sein wie das der Anlage in Greenbank. Das Radioteleskop soll Forschungen im Wellenbereich zwischen 10 cm und 2 m gewährleisten. Hauptsächlich sollen folgende Probleme der modernen Astronomie einer Lösung zugeführt werden: Untersuchung der Struktur der Radiogalaxien, des Aufbaus des Weltalls, des Geheimnisses der Existenz außerirdischer Zivilisationen. Dazu wird man Radiosignale einer bestimmten Frequenz in die Richtung von Nachbarsonnensystemen ausstrahlen.
Das neue radioastronomische System wird sehr beweglich sein. Es kann binnen einer Stunde bei Veränderung der Stellung sämtlicher Reflektoren auf jeden beliebigen Ort des Himmels eingestellt werden.
Prof. Charkin ist der Ansicht, daß die Errichtung eines solchen internationalen Radioteleskops materielle Mittel und wissenschaftliche Kräfte der größten Länder der Erde erfordern wird. Das Teleskop ist einer der möglichen Wege zur Lösung der grandiosen Aufgaben der modernen Wissenschaft, die mit Hilfe der bereits vorhandenen optischen, fotografischen und radioastronomischen Anlagen schon nicht mehr gelöst werden können.

„Lichtradar" zur Raketenbeobachtung

Eine Laseranlage zur Beobachtung der Anfangsphasen von Raketenflügen hat die amerikanische Firma „Perkin Elmer Corporation" entwickelt. Diese Anlage richtet ein schmales Bündel roten Lichts auf einen Spiegel, der im oberen Teil der ersten Raketenstufe angebracht ist. Das reflektierte Licht enthält dann Informationen über Flugbahn, Geschwindigkeit und Beschleunigung der Rakete, wenn diese Beobachtungsanlage infolge ungünstiger Sichtverhältnisse versagt, tritt eine Infrarot-Beobachtungsanlage in Tätigkeit, die die notwendigen Angaben aus den heißen Abgasen der Rakete gewinnt.
Das Kernstück der neuen Anlage ist ein kontinuierlich strahlender Gaslaser, da die für die Entfernungsmessung bei der hohen Raketengeschwindigkeit erforderliche außerordentlich hohe Sendesignalfolge die Verwendung von Impulsadern nicht gestattet. Die optische Öffnung des Lasers hat einen Durchmesser von etwa 25 mm. Das austretende Strahlenbündel liegt im Wellenlängenbereich von mehr als 6000 Angström und streut in einem Winkel von nur 4,5 Bogensekunden. Mit dieser räumlich kleinen Anlage, die in einiger Entfernung vom Startplatz aufgestellt werden kann, lassen sich Raketen solange verfolgen, bis sie eine Höhe von etwa 20 000 m erreicht haben.

Navigation mit Satelliten

Ein Ortungssystem aus 24 Satelliten und 6 Bodenstationen soll es möglich machen, künftig die Positionen von Schiffen und Flugzeugen binnen einer Millisekunde bei einer Genauigkeit von weniger als einer Seemeile zu bestimmen. Ein entsprechendes Projekt ist von der amerikanischen Firma General Electric ausgearbeitet worden. Die Satelliten und Bodenstationen werden untereinander über Rechenmaschinen und automatische Funkeinrichtungen in Verbindung stehen.
Das betreffende Schiff oder Flugzeug sendet, wenn sein genauer Standort ermittelt werden soll, an zwei Satelliten über Funk Schlüsselsignale. Sie lösen die Weitergabe von Ortungswerten an eine der Bodenstationen, die Errechnung des Fahrzeugortes, die Registrierung an Land und die Antwort an das Fahrzeug aus. Jedes Schiff der Welt könnte so stündlich und jedes Flugzeug sogar in noch bedeutend kürzeren Abständen Positions- und Navigationsangaben erhalten.
Da jede Ortung an Land aufgezeichnet wird, kann im Falle eines Unglücks jede Rettungsoperation gezielter erfolgen. Ein Zeitpunkt, an dem dieses System der internationalen See- und Luftfahrt zur Verfügung stehen wird, wurde von General Electric bisher nicht genannt.

Beam Scope — eine neuartige Vorsatzlinse

Beim sogenannten „Beam Scope" der japanischen Beam Electronic Industry Company handelt es sich um eine neuartige Vorsatzlinse, die das Bild einer 43-cm-Fernsehbildröhre zu einem Großbild mit einer Diagonale von 72 cm vergrößern soll.
Neben der dreimal größeren Fläche soll dieses „Heimkinobild" den Vorteil der Zeilenfreiheit und damit größeren Prägnanz haben. Die Vorsatzlinse soll sich an jedem Fernsehgerät mühelos anbringen lassen.
Die Linse besteht aus einem speziellen Acrylglas mit augenschützenden Zusätzen. Die Rückseite der Linse, die der sphärischen Oberfläche der Fernsehbildröhre angepaßt ist, stellt eine lichtdurchlässige Spiegeloberfläche dar. Die Vorderseite weist jeweils ein Zehntel Millimeter voneinander entfernte konzentrische Kreise auf, deren jeder einen bestimmten Punkt des Fernsehbildes erfaßt und wiedergibt. Durch die besondere Konstruktion der Linse soll ein klares und flimmerfreies Bild erreicht werden.

Statistik der Rundfunk- und Fernsehteilnehmer in der DDR

Stand vom 30. September 1964

Bezirksdirektion für Post- und Fernmeldewesen	insgesamt Rundfunkteilnehmer	davon Fernsehteilnehmer
Rostock	253 123	117 230
Schwerin (Meckl.)	181 574	85 445
Neubrandenburg	180 030	82 161
Potsdam	369 257	187 611
Frankfurt (Oder)	207 026	99 996
Cottbus	257 213	118 369
Magdeburg	427 872	233 160
Halle (Saale)	644 078	319 018
Erfurt	394 890	198 002
Gera	242 215	114 303
Suhl	163 458	79 269
Dresden	675 779	257 952
Leipzig	561 140	226 287
Karl-Marx-Stadt	760 728	329 970
Berlin	431 098	182 973
	5 749 481 (— 12 363)	2 631 746 (+ 60 100)

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

13. JAHRGANG . 2. NOVEMBERHEFT **22** 1964

Einige Bemerkungen zur Standardisierung im Industriezweig Hör- und Fernseh-Rundfunkempfangstechnik

Ing. HARRY WEICHOLD

Einleitend muß erwähnt werden, daß in dem nachfolgenden Beitrag keine standardtechnischen Probleme behandelt werden sollen, wie sie zum größten Teil in der einschlägigen Fachliteratur der Standardisierung erscheinen.
Der Beitrag beabsichtigt, die Fachkollegen in Labor, Produktion, Kundendienst und Handel über den derzeitigen Stand und die Perspektiven auf dem Gebiet der Standardisierung im Industriezweig Hör- und Fernseh-Rundfunkempfangstechnik zu informieren.

Eine gezielte Standardisierung wurde, gegenüber anderen Industriezweigen, relativ spät begonnen. Das resultiert in der Hauptsache daraus, daß der Industriezweig in den Jahren 1953 bis 1960 bemüht war, so schnell wie möglich die Bevölkerung mit hochwertigen Konsumgütern zu versorgen. An der Lösung waren zunächst alle Fachkräfte voll eingesetzt. Es zeichnete sich jedoch bereits ab, daß für die weitere Perspektive ein sog. Warenhaussortiment in einzelnen Betrieben als unproduktiv erschien. Eine kurzfristige Veränderung dieses Zustandes wurde deshalb dringend erforderlich. Das drückte sich auch in dem 1958 festgelegten Programm der Elektroindustrie aus, wonach die Produktion bei Hör-Rundfunkempfängern von 33 auf 9 Grundtypen mit 39 verschiedenen Ausführungen und bei Fernseh-Rundfunkempfängern von 11 auf 2 Grundtypen mit 15 verschiedenen Ausführungen eingeengt werden sollte. Als Sofortmaßnahme wurde damals die Spezialisierung in den durch die VVB -RFT- Rundfunk und Fernsehen zentralgeleiteten Betrieben durchgeführt. Damit war die Voraussetzung für eine Großserienfertigung bestimmter Typen gewährleistet.
Parallel hierzu entstanden die Standards:

TGL 8836 Blatt 1
Hör-Rundfunkempfänger
Heimempfänger
Bauarten und Kennwerte

TGL 8836 Blatt 2
Hör-Rundfunkempfänger
Reiseempfänger
Bauarten und Kennwerte

TGL 8838
Fernseh-Rundfunkempfänger
für Schwarz-Weiß-Fernseh-Rundfunkempfänger, Sortiment

In diesen Standards wurden den einzelnen Geräteklassen Mindestforderungen zugeordnet.

Beispielsweise enthält die TGL 8836 Blatt 1 die Mindestforderungen an Hör-Rundfunk-Heimempfänger, wobei die Klasse A die Forderungen der Geräte der unteren Preisklasse und die Klasse E die der oberen Preisklasse enthält.
Das Blatt 2 dieses Standards gibt die wichtigsten technischen Daten für Taschen-, Koffer- und Autoempfänger an.
In der TGL 8838 sind die Forderungen für Fernseh-Rundfunkempfänger in drei Klassen unterteilt.
Viele Diskussionen hat es seit der Verbindlichkeitserklärung dieser Standards gegeben. Von der Negation bis zur sachlich konkret umrissenen Stellungnahme erstreckten sich die Meinungsäußerungen zu diesen Festlegungen. Eines muß allerdings dabei kritisch eingeschätzt werden. Einige Betriebe sowie der Handel und Kundendienst verstanden es bei der ersten Ausarbeitung im Jahre 1960 nicht, in einer Gemeinschaftsarbeit die Belange des Herstellers und des Abnehmers voll zur Geltung zu bringen.
Im laufenden Planjahr 1964 und weiter 1965 wird im Rahmen des RGW eine einheitliche Klassifizierung durchgeführt, was zwangsläufig eine Überarbeitung der genannten Standards nach sich zieht. In den ersten Beratungen wird die Mitarbeit der oben erwähnten Institutionen wesentlich aktiver eingeschätzt, weil erkannt wurde, daß die Festlegung von Mindestforderungen eine bestimmende Komponente bei der Qualitätseinschätzung der Erzeugnisse darstellt.
In Anlehnung an die gestellten technischen Forderungen war die Erarbeitung von Prüfvorschriften unerläßlich. Für die Erzeugnisgruppe Fernseh-Rundfunkempfänger entstand die

TGL 12461
Fernseh-Rundfunkempfänger für Schwarz-Weiß-Fernseh-Rundfunksendungen,
Prüfmethoden

Dieser Standard enthält die wichtigsten Meßmethoden, die laut IEC-Empfehlung (International Electrotechnical Commission) Nr. 107 bei der Beurteilung von Neu- und Weiterentwicklungen als Typenprüfung durchgeführt werden müssen. Auf dem Sektor der Hör-Rundfunkempfänger ist z. Z. noch die

TGL 7547
Ton-Rundfunkempfänger
Bau-, Prüf- und Meßvorschriften

verbindlich.
An dieser Stelle muß zum besseren Verständnis erwähnt werden, daß die Erzeugnisse Rundfunkempfänger unterteilt werden in Hör- und Fernseh-Rundfunkempfänger (laut Gesetzblatt Teil I Nr. 29 vom Mai 1959). Der veraltete Begriff „Ton-Rundfunkempfänger" wird künftig nicht mehr angewandt.
Die fortschreitende Technik sowie der gegenseitige Warenaustausch hat die IEC veranlaßt, auch auf dem Gebiet der Hör-Rundfunkempfänger unter den Nr. 69 und 91 einheitliche Prüfmethoden zu erarbeiten und sie den Nationen zur Anwendung zu empfehlen.
Das Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik in Dresden hat in Auswertung dieser IEC-Empfehlungen einen zentralen Meßplatz aufgebaut und parallel dazu einen neuen Standard

TGL 200-7041
Elektrische Nachrichtentechnik,
Hör-Rundfunkempfänger,
Typenprüfung für Hör-Rundfunkempfänger mit monofoner Wiedergabe

in Zusammenarbeit mit dem FUA 18.3 der KDT aufgestellt. Dieser Standard wird die bisher bestehende TGL 7547 ablösen.
Einen umfangreichen Raum nehmen in dieser Neufassung die elektroakustischen Messungen ein. Damit wird die Gewähr gegeben, daß gerade auf diesem Gebiet eine weitgehende Qualitätsverbesserung erreicht wird.

Zu den eben geschilderten Forderungen und Prüfungen der genannten Erzeugnisse bestehen ebenfalls die notwendigen Lieferstandards:

TGL 8839
Hör-Rundfunkempfänger
Reiseempfänger,
Technische Lieferbedingungen

TGL 7561
Elektrische Nachrichtentechnik
Rundfunkempfänger in Kraftfahrzeugen,
Technische Lieferbedingungen

TGL 200-7027
Elektrische Nachrichtentechnik
Fernseh-Rundfunkempfänger für Schwarz-Weiß-Fernseh-Rundfunksendungen,
Technische Lieferbedingungen

TGL 200-7040
Elektrische Nachrichtentechnik
Hör-Rundfunkempfänger,
Technische Lieferbedingungen für Heimempfänger

Im FUA 18.2 der KDT wurde auf Basis der IEC-Empfehlung Nr. 65 die Erarbeitung der Sicherheitsforderungen und deren Prüfung durchgeführt. Der Standard trägt folgende Nummer und Titel:

TGL 200-7045
Elektrische Nachrichtentechnik
Netzbetriebene elektronische Heimgeräte,
Sicherheitsforderungen und -prüfungen

und erhält besonders große Bedeutung, da sein Inhalt bei der Geräteentwicklung kompromißlos angewandt werden muß, um damit das Leben unserer Bürger und das Volksvermögen vor Brand zu sichern.

Der Geltungsbereich umfaßt alle netzbetriebenen elektronischen Heimgeräte, die nicht in elektrischen Betriebsräumen betrieben werden. So werden beispielsweise alle elektronischen Musikinstrumente ebenso wie Verstärkeranlagen in Hörsälen usw. mit erfaßt.

Die bisher dargelegten Standardisierungsarbeiten waren notwendig, um die Haupterzeugnisse des Industriezweiges für die Qualitätsbeurteilung und Lieferung allseitig abzusichern. Unabhängig von diesen Arbeiten strebte man nach einheitlichen Bauelementen und Baugruppen. Hier ist jedoch eine, über längere Zeit konstante, auf einem hohen technischen Niveau basierende Bauelementeindustrie die Voraussetzung. Daß diese Voraussetzung nur sehr schleppend geschaffen wird und teilweise noch nicht erfüllt ist, braucht an dieser Stelle nicht erörtert zu werden. Hierüber ist in der einschlägigen Literatur der Wirtschaft und Technik hinreichend geschrieben worden. Das gleiche gilt auch für die Grundstoff- und Halbzeugindustrie.

Bei fast jedem Standardisierungsvorhaben für Baugruppen der Geräteindustrie lassen sich die Beispiele aufzählen, wo fertig erarbeitete Konzeptionen für Baugruppen durch oftmals grundlegende Änderungen an Zulieferteilen oder durch ein nicht im ausreichenden Maße bei gleichbleibender Qualität zur Verfügung stehendes Sortiment der Zulieferindustrie nicht standardisiert werden können bzw. eine planmäßige Bearbeitung der Vereinheitlichungsmaßnahmen erschwert wird.

Ungeachtet dessen konnten dennoch eine Reihe wichtiger Baugruppen und technologischer Prozesse vereinheitlicht werden. So wurde u. a. nach der Spezialisierung der Betriebe die Anwendung der gedruckten Schaltungstechnik zwingend notwendig. Hierbei war ein wichtiges und lange Zeit umstrittenes Problem die Wahl des Rastermaßes 2,5 mm und seiner Toleranzen sowie die Einschränkung der zulässigen Durchbruchdurchmesser für Bauelemente. Erst die Festlegung im RGW machte dieser Unklarheit ein Ende.

Aufbauend auf diesem Grundlagenstandard erfolgte die Vereinheitlichung der Zeichnungsunterlagen für diese Technik (TGL 200-3556). Für die entsprechenden Automatisierungsvorhaben entstanden einheitliche Parameter zum Tauchlöten (TGL 200-3557) und Bestücken von Leiterplatten (TGL 200-3558) sowie für die Gurtung von Bauelementen (TGL 200-0011). Daraus ist zu erkennen, daß heute die Vereinheitlichung für eine planmäßige Spezialisierung, Mechanisierung und Automatisierung sowohl auf nationaler als auch auf RGW-Ebene unerläßlich ist. Diese Erkenntnisse werden im Plan „Neue Technik" ständig berücksichtigt.

Neben der Konzentration der Geräteindustrie wurde die weitere Spezialisierung der Baugruppen durchgeführt.

Beispielsweise besteht ein verbindlicher Standard

TGL 200-7037
Hör- und Fernseh-Rundfunkempfänger
UKW-Baustein für 87,5 bis 100 MHz
mit Röhre ECC 85 und kapazitiver Abstimmung,
Technische Forderungen

Hierin sind die mechanischen Hauptabmessungen und die elektrischen Hauptparameter festgelegt.

Der zentrale Fertigungsbetrieb ist der VEB Antennenwerke Bad Blankenburg.

Bild 1 zeigt das in nächster Zeit verbindliche Standardbandfilter nach TGL 200-7044.

Die Vereinheitlichung der Bandfilter war notwendig, um im Betrieb HF-Werkstätten Meuselwitz und im VEB Elektro-Physikalische Werkstätten Neuruppin sowie in den Zulieferbetrieben für Abschirmkappen, Spulenkörper, Hülsenkerne, Lötösen usw. die Voraussetzungen für die Mechanisierung und Automatisierung zu schaffen.

Das Bewickeln von Spulenkörpern, Einsetzen von Lötösen, Tauchlöten der Anschlußdrähte an die Lötösen des Bandfilters sind teils abgeschlossene bzw. in Industrieerprobung befindliche Automatisierungsvorhaben.

Dabei ist zu erkennen, daß nur einheitliche Baugruppen, die in millionenfacher Auflage gefertigt werden, derartig umfangreiche Automatisierungsvorhaben rechtfertigen.

Die zwei Grundtypen der Fernsehkanalwähler mit Röhren nach TGL 200-7039 (kontinuierlich kapazitiv abstimmbar und Trommelkanalwähler mit automatischer Oszillatorabstimmung) (Bild 2) weisen einheitliche Hauptparameter auf.

Die im letzten Planjahr durchgeführte spezialisierte Produktion des Horizontalausgangsübertragers für Fernseh-Rundfunkempfänger in einem Betrieb gibt die Gewähr, daß die einheitliche Fertigung nach TGL 200-7042 gesichert ist.

Neben den bisher erwähnten Standardisierungsvorhaben existieren noch eine Reihe Standardteile, die für die weitere Spezialisierung unerläßlich waren. Unter anderem handelt es sich um:

Ferritantennenstäbe nach TGL 64-2010
Halterung für Ferritantennenstäbe, drehbar nach TGL 64-2032
Spulenkörper nach TGL 64-2021
Spulenkerne, umspritzt nach TGL 64-2022
Schwungräder nach TGL 64-2024
Ausschnitte für Rückwände nach TGL 64-2025
Chassisbefestigung nach TGL 64-3022
Zweitlautsprecher-Steckvorrichtung nach TGL 68-65
Spannungswahlschalter (für Hör-Rundfunkempfänger und Fonogeräte) nach TGL 68-74 (Bild 3)
Seilscheiben und Seilrollen nach TGL 64-2018 und TGL 64-2019

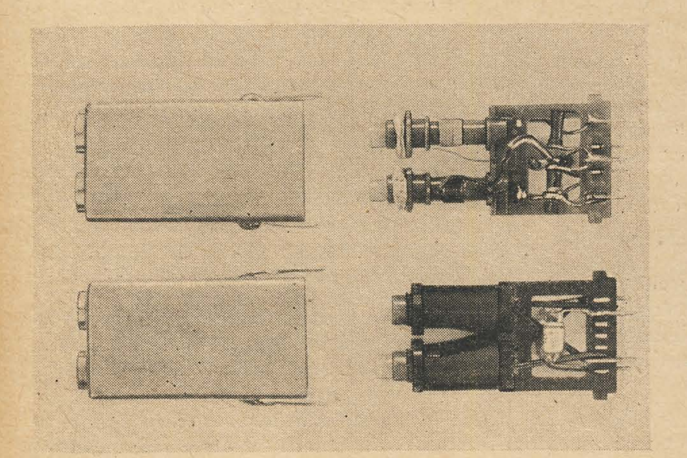


Bild 1: Dieses Standardbandfilter nach TGL 200-7044 wird in nächster Zeit verbindlich

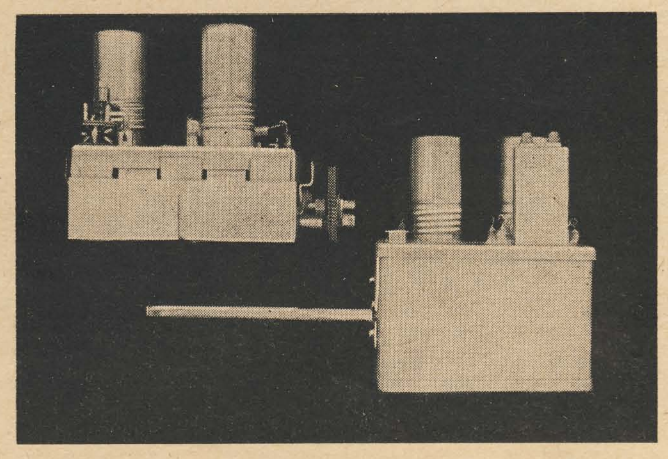


Bild 2: Die beiden Grundtypen der Fernsehkanalwähler mit Röhren nach TGL 200-7039

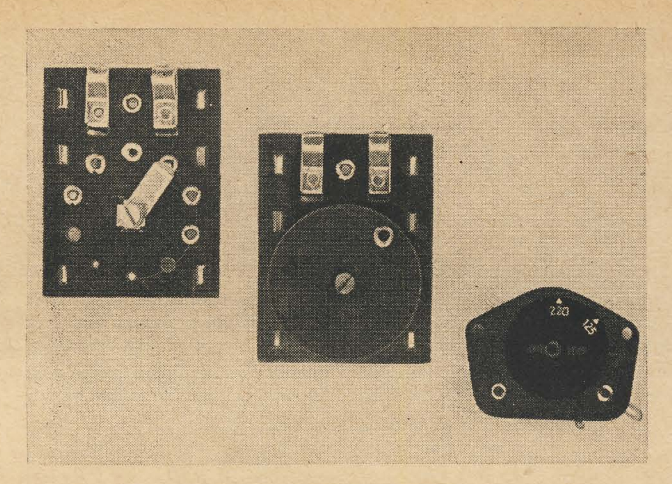


Bild 3 Spannungswahlschalter für Hör-Rundfunkempfänger und Fonogeräte nach TGL 68-74

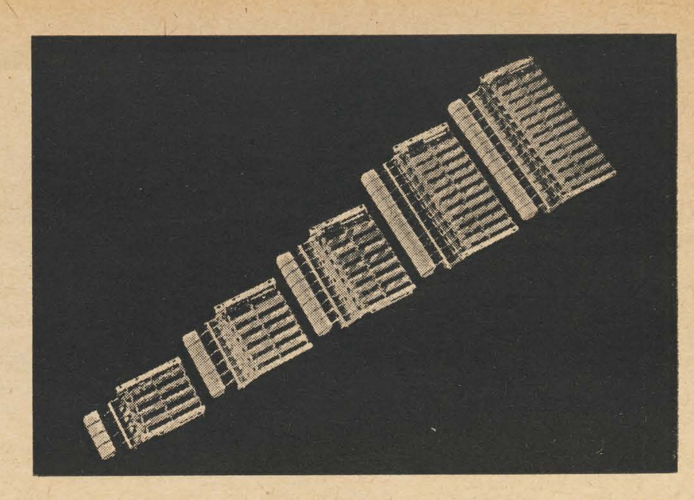


Bild 4: Drucktastenschalter für Hör-Rundfunkempfänger nach TGL 200-3678

Drucktastenschalter für Hör-Rundfunkempfänger nach TGL 200-3678 (Bild 4)
Hierbei muß noch erwähnt werden, daß außer in den Erzeugnisgruppen Hör- und Fernseh-Rundfunkempfänger der Industriezweig auch in den Erzeugnisgruppen Lautsprecher, Fonogeräte und Antennenanlagen einen großen Teil Standardisierungsvorhaben teils eingeleitet, teils abgeschlossen hat.
So entstanden beispielsweise auf dem Gebiet der Empfangsantennenanlagen neue Sicherheitsforderungen, die in Kürze unter der TGL 200-7051 erscheinen. Damit wird die z. Z. noch bestehende VDE-Vorschrift 0855 abgelöst.
Für die Gemeinschaftsantennenanlagen sowie deren dazugehörige Verstärker besteht die TGL 12351. In diesem Standard wurden die Anzahl der Anschlußstellen, Pegelwerte, Angaben über den Einsatz von Weichen und Filtern, zu übertragende Frequenzbereiche und deren Verstärkung festgelegt.
Alle z. Z. eingesetzten Antennensteckverbindungen sowie Ableitungsisolatoren sind vereinheitlicht, und ihre Fertigung ist konzentriert.
In der Perspektive ist eine weitgehende Baugruppenbauweise sowohl bei Hör- als auch bei Fernseh-Rundfunkempfängern vorgesehen. Das ist notwendig, um die ständig verbesserten Bauelemente in den einzelnen Baugruppen ohne Schwierigkeiten einführen zu können. Außerdem soll damit die Möglichkeit geschaffen werden, die Geräte der unteren Klasse zu Geräten der höheren Klasse ohne wesentlich größeren Aufwand umzurüsten. Schon bei der Entwicklung von Geräten der aufgeteilten Heimempfangsanlagen, von Farbfernsehempfängern und HF-Stereofoniebaugruppen usw. wird weitgehend parallel zu den entsprechenden Entwicklungsthemen eine Standardisierungsaufgabe zur Festlegung der wichtigsten Anschlußwerte laufen. Zur Zeit wird beispielsweise bei der Entwicklung des Decoders für HF-Stereofonie gleichzeitig eine Standardisierungs-Planaufgabe zur Vereinheitlichung von elektrischen Anschlußwerten durchgeführt.
Zusammenfassend läßt sich sagen, daß sich die Übernahme neuer naturwissenschaftlicher Erkenntnisse in die Technik ständig vollzieht, wobei zur Erreichung eines hohen volkswirtschaftlichen Nutzens der Standardisierung in allen Industriezweigen große Aufgaben gestellt sind.
Unter diesem Gesichtspunkt werden die z. Z. in Bearbeitung befindlichen bzw. in naher Zukunft zu erwartenden neuentwickelten Erzeugnisse ständig beeinflußt.
Andererseits werden speziell auf dem Gebiet der Standardisierung die wissenschaftlich erarbeiteten Erkenntnisse, wie sie z. B. aus der Tätigkeit des Institutes für Standardisierung und Gütesicherung der Hochschule für Elektrotechnik in Ilmenau resultieren, für perspektivische Standardisierungsvorhaben ausgewertet.

Labor für musikalische Akustik

Im Moskauer Konservatorium gibt es ein interessantes Laboratorium. Direkt unter dem Dach des Gebäudes ist es in einigen kleinen Zimmern untergebracht. An der Tür finden wir ein Schild: „Labor für musikalische Akustik".
Mit elektronischen Apparaturen werden hier die Stimmen von Sängern, die Gesetze der Gestaltung der Klangfarbe, Besonderheiten der Intonierung und die Lautstärke untersucht.
Eine hohe Metalltafel mit 150 Empfängerröhren, seitlich davon eine Reihe kleiner Lampen, neben jeder von ihnen eine Zahl, außerdem ein Mikrofon und ein Fotoapparat „Sorki", das ist der foto-elektronische Klangfarbenaufzeichner „FETS-1" bzw. der „musikalische Chirurg".
Ans Mikrofon tritt ein Student des Konservatoriums. Auf der Trompete bläst er verschiedene Melodien. Unaufhörlich blinken die kleinen Lämpchen, und der Fotoapparat „zeichnet" auf dem Film die Lichteffekte und die Ziffern auf, die die Frequenz der Schwankungen angeben, aus denen sich das Klangfarbenbild der Töne ergibt. So wird ein „Kartogramm" des Schalls geschaffen. Es ist eine präzise Aufzeichnung der Abstufungen in Klangfarbe und -höhe zu verschiedenen Zeitpunkten der Darbietung.
Im Laufe vieler Jahrzehnte haben erfahrene Pädagogen die beruflichen Möglichkeiten des Sängers mit dem Gehör bestimmt. Jetzt wird das persönliche Empfinden und die Erfahrung der Musikanten durch die leidenschaftslosen Angaben komplizierter Geräte ersetzt. Mit den elektronischen Einrichtungen des Laboratoriums können die Professoren des Konservatoriums genauer feststellen, über welche natürlichen Veranlagungen der Student — der künftige Opernsolist — verfügt.
Die Stimmen der Menschen sind in ihrer Fülle und Farbe unterschiedlich. Es gibt dumpfe und farblose, helle und klare Stimmen. Von letzteren sagt man: „in der Stimme spürt man Metall". Diese Eigenschaft ist für Sänger besonders wichtig. Der Mitarbeiter des Laboratoriums J. Rudakow hat eine Theorie entwickelt, die die Entstehung der Elemente der hellen und metallischen Klangfarbe erklärt. Danach nimmt der Kehldeckel — ein weicher, beweglicher Knorpel, — der wie eine „Tür" den Kehlkopf öffnet, beim Sprechen und Singen nicht an der Bildung der Klangfarbe der Stimme teil. Wie das aber beweisen? Zu Hilfe kam der Apparat „FETS-1". Ein Mensch, der keinen Kehldeckel besaß, sang vor dem Mikrofon einige Stücke, und auf dem Gerät leuchteten Lämpchen auf, die die Helle der Stimme registrieren. Die neue Theorie bestätigte sich. Sie wird den Pädagogen helfen, die Natur der Gestaltung der Stimme des Sängers besser zu verstehen.
Interessante Untersuchungen auf dem Gebiet der Gesetzmäßigkeiten des musikalischen Rhythmus und des Ausführungstempos führte der Pädagoge J. Nasaikinski mit der Elektronenapparatur und zahlreichen Tonaufzeichnungen durch. Beim Abspielen Dutzender alter Schallplatten und Tonwalzen gewann er unter anderem genaue, durch den Apparat dechiffrierte Besonderheiten der Ausführung von Werken größter Komponisten, wie E. Grieg, S. Rachmaninow und A. Rubinstein. Diese Erkenntnisse finden in der pädagogischen Praxis bereits Anwendung. (APN)

Der transistorisierte Spannungsstabilisator Teil 2

W. DENDA

Vergleichsschaltung

Die Vergleichsschaltung ist der kritische Teil des Stabilisators. Sie vergleicht die Ausgangsspannung U_a mit der Bezugsspannung U_o und erzeugt das Steuersignal für den Regeltransistor (vgl. Bild 1). Grundsätzlich kann man zwei Möglichkeiten der Vergleichsschaltung unterscheiden:

a) Schaltung mit einem Eingang
b) Schaltung mit zwei Eingängen

Bei einer Schaltung mit einem Eingang liegen Ausgangsspannung und Bezugsspannung in Reihe, so daß die Differenz der Spannungen am Eingang wirksam wird. Bei der Schaltung mit zwei Eingängen liegen Ausgangsspannung und Bezugsspannung an je einem Eingang.
In jedem Falle befinden sich in der Vergleichsschaltung verstärkende Elemente (z. B. Transistoren), deren Eigenschaften beachtet werden müssen.
An die Vergleichsschaltung sind zwei Forderungen zu stellen:

a) Der einmal eingestellte Arbeitspunkt darf sich weder mit der Zeit noch mit der Temperatur ändern.
b) Spannungsänderungen an den Eingängen sollen möglichst hoch verstärkt werden.

Im folgenden sollen drei grundsätzliche Möglichkeiten einer Vergleichsschaltung bezüglich dieser Forderungen näher untersucht werden.

Schaltung mit einem Transistor

Die in den meisten Fällen angewendete Schaltung ist im Bild 9 dargestellt. Sie besteht aus

Bild 9: Vergleichsschaltung mit einem Transistor

einem Transistor, einer Zenerdiode und einem Widerstand.
Die Spannungen U_a und U_o liegen entgegengesetzt in Reihe zwischen Basis und Emitter des Transistors. Die entstehende Spannungsdifferenz muß ständig einen bestimmten Wert besitzen, damit durch den Transistor ein Ruhestrom fließt, der seinerseits am Widerstand R_L den zur Ansteuerung des Verstärkers und damit des Regeltransistors erforderlichen Spannungsabfall erzeugt.
Änderungen der Ausgangsspannung gegenüber der Bezugsspannung werden verstärkt und dem eigentlichen Verstärker zugeführt.
Bezeichnet man mit $\overline{S}$ die statische Steilheit des Transistors

$$\overline{S} = \frac{I_C}{U_{BE}} \qquad (29)$$

und nimmt man an, daß diese in der Umgebung des Ruhestromes als Konstante anzusehen ist, so ergibt sich

$$I = \overline{S}\,(U_a - U_o) \qquad (30)$$

Da ein Teil der Spannungsdifferenz, nämlich U_{BE}, benötigt wird, um den Ruhestrom durch den Transistor zu treiben, kann man für Gl. (30) schreiben

$$I = \overline{S} \cdot U_{BE} + S\,[U_a - (U_o + U_{BE})] \qquad (31)$$

Hierin stellt der erste Summand den Ruhestrom und der zweite die Stromänderung ΔI dar. Deshalb steht auch im zweiten Summanden die dynamische Steilheit

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{BE}} \qquad (32)$$

Für die Verstärkung V dieser Schaltung gilt

$$V = \frac{\Delta I \cdot R_L}{\Delta U_{BE}} \qquad (33)$$

Setzt man den zweiten Summanden von Gl. (31) in Gl. (33) ein, so ergibt sich

$$V = S \cdot R_L \qquad (34)$$

Schaltung mit zwei Transistoren

Bild 10 zeigt eine Schaltung mit zwei Transistoren. Es handelt sich hierbei um einen Differenzverstärker, bei dem die beiden Transistoren über einen gemeinsamen Emitterwiderstand gekoppelt sind.
Um diese Schaltung einer zumutbaren theoretischen Untersuchung zugänglich zu machen,

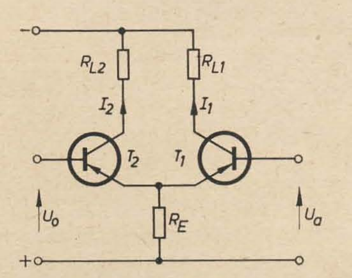


Bild 10: Vergleichsschaltung mit zwei Transistoren

werden die folgenden Annahmen getroffen, die praktisch leicht zu realisieren sind:

1. $B > 20 \quad (-I_C \approx I_E)$ (35)
2. $\overline{S}_1 = \overline{S}_2 = \overline{S}$ (36)

Damit erhält man

$$I_1 = \overline{S}\,(U_a - I_1 R_E - I_2 R_E) \qquad (37)$$
$$I_2 = \overline{S}\,(U_o - I_1 R_E - I_2 R_E) \qquad (38)$$

Aus diesen beiden Beziehungen ergibt sich der Strom explizit zu

$$I_1 = \frac{\overline{S}^2 R_E\,(U_a - U_o) + \overline{S}\,U_a}{1 + 2\,\overline{S}\,R_E} \qquad (39)$$

Um auf eine ähnliche Beziehung wie Gl. (31) zu kommen, müssen einige Abschätzungen durchgeführt werden. Da man aus Gründen der Stabilität den Emitterwiderstand R_E so groß wie möglich wählt, andererseits aber auch eine hohe Steilheit der verwendeten Transistoren fordert, wird in den meisten praktischen Fällen die für die theoretische Untersuchung erforderliche Annahme

$$2\,\overline{S}\,R_E \gg 1 \qquad (40)$$

zutreffen. Damit kann man Gl. (39) in die gewünschte Form bringen und erhält

$$I_1 = \frac{\overline{S}}{2}\,(U_a - U_o) + \frac{U_a}{2\,R_E} \qquad (41)$$

Da in den ersten Summanden nur die Spannungsänderung eingeht, kann man statt der statischen Steilheit die dynamische Steilheit einsetzen.

$$I_1 = \frac{S}{2}\,(U_a - U_o) + \frac{U_a}{2\,R_E} \qquad (42)$$

Hierin stellt der erste Summand die Stromänderung ΔI_1 und der zweite Summand den Ruhestrom dar.
Mit Gl. (33) erhält man die Verstärkung dieser Schaltung zu

$$V_1 = \frac{1}{2}\,S\,R_{L1} \qquad (43)$$

Schaltung mit vier Transistoren

Bild 11 stellt einen zweistufigen Differenzverstärker dar. Diese Schaltung besitzt eine

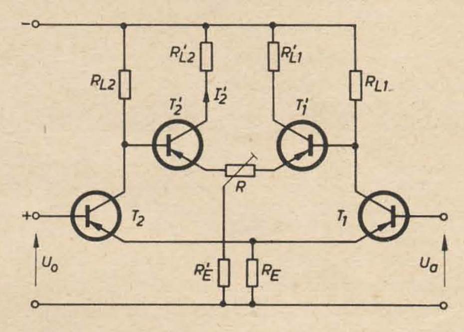


Bild 11: Vergleichsschaltung mit vier Transistoren

weitaus höhere Verstärkung als die bereits beschriebenen. Für die Berechnung der statischen Eigenschaften können ähnliche Beziehungen wie unter dem Abschnitt „Schaltung mit zwei Transistoren" aufgestellt werden.
Für die Verstärkung ergibt sich

$$V = \frac{1}{4}\,S\,S'\,R_{L1}\,R_{L2}' \quad (R = 0) \qquad (44)$$

Dabei ist berücksichtigt worden, daß beim Betrieb im Stabilisator die Ausgangsspannung am Kollektor von T_2' abgenommen werden muß.

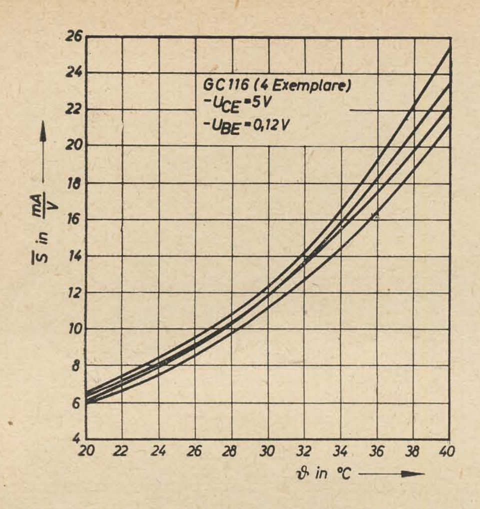


Bild 12: $\bar{S} = f(\vartheta)$ für vier Exemplare GC 116

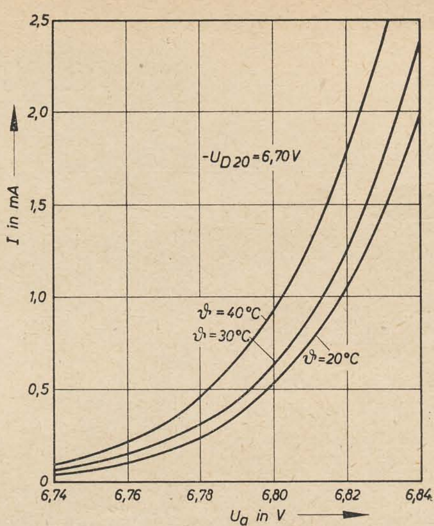


Bild 13a: $I = f(U_a)$ in der Schaltung nach Bild 9

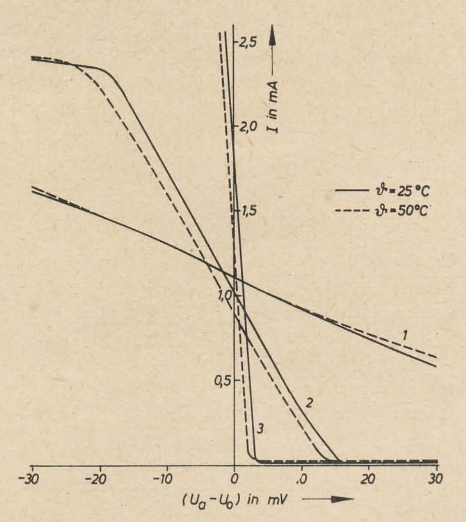


Bild 13b: $I = f(U_a - U_0)$ in den Schaltungen nach den Bildern 10 und 11

Diskussion der Ergebnisse

In den Gleichungen, die die Eigenschaften der beschriebenen Schaltungen kennzeichnen, ist die Steilheit als transistorabhängige Größe zu finden. Für die statische Steilheit läßt sich schreiben

$$\bar{S} = \frac{I_B}{U_{BE}} \cdot B \qquad (45)$$

Hierin ist B die Großsignal-Stromverstärkung des Transistors, die in großen Bereichen etwa konstant ist. Der Basisstrom I_B hängt über eine sehr komplizierte Funktion mit U_{BE} zusammen, deren Erläuterung den Rahmen dieser Arbeit sprengen würde. In dieser Funktion erscheinen außer der Basis-Emitterspannung die Temperatur, die Kollektor-Emitterspannung, die Fläche des Emitterüberganges sowie einige Größen, die den Kristallaufbau kennzeichnen. Von Interesse ist im Zusammenhang mit der zeitlichen Konstanz des Ruhestromes des Transistors die Abhängigkeit der Steilheit von der Temperatur. Im Bild 12 ist die Funktion $\bar{S} = f(\vartheta)$ für einige Transistoren GC 116 dargestellt.

In der Schaltung nach Bild 9 hängt der Ruhestrom nach Gl. (31) linear von der Steilheit ab. Das bedeutet, daß sich der Ruhestrom des Transistors stark mit der Temperatur ändert. In der Schaltung nach Bild 10 ist nach Gl. (42) der Ruhestrom des Transistors unabhängig von der Steilheit. Demzufolge ist diese Schaltung gegenüber Temperaturänderungen unempfindlich. Eine Temperaturkompensation läßt sich auch in der Schaltung nach Bild 9 erreichen, indem man die Zenerdiode und den Transistor so aufeinander abstimmt, daß sich die Temperaturkoeffizienten gegenseitig aufheben.

Dies ist natürlich in den seltensten Fällen zu erreichen, da man meistens auf einige bestimmte Exemplare von Zenerdioden und Transistoren angewiesen ist.

Bezüglich der Verstärkung ist die Schaltung nach Bild 9 vorzuziehen. Sie besitzt die doppelte Verstärkung wie die Schaltung nach Bild 10. Hier bietet jedoch die Schaltung nach Bild 11 eine günstigere Lösung. Durch die Zusammenschaltung von zwei Stufen ergibt sich eine Multiplikation der Verstärkung, während die Temperaturabhängigkeit des Ruhestromes noch in erträglichen Grenzen bleibt.

Durch einen Einstellwiderstand R läßt sich die Temperaturabhängigkeit des Ruhestromes verringern, gleichzeitig sinkt aber die Verstärkung.

In den Bildern 13a und 13b sind die Ergebnisse von praktischen Versuchen dargestellt. Bild 13a zeigt die Abhängigkeit des Kollektorstromes von der Spannung U_a in der Schaltung nach Bild 9 für verschiedene Temperaturen (T: GC 116; Di: SZ 506). Durch die Zenerdiode wurde ein zusätzlicher Strom von $I_D = 50$ mA getrieben, um eine gute Stabilisierung zu erreichen.

Bild 13b zeigt die Abhängigkeit des Kollektorstromes von der Spannungsdifferenz $(U_a - U_0)$ für verschiedene Arten von Differenzverstärkern für jeweils zwei Temperaturen.

Kurve 1 stellt die Abhängigkeit $I_1 = f(U_a - U_0)$ in der Schaltung nach Bild 10 dar (T_1, T_2: GC 116; $R_E = 5$ kΩ; $R_{L1} = R_{L2} = 0$; $U_0 = 11$ V). Kurve 2 stellt die Abhängigkeit $I_2' = f(U_a - U_0)$ in der Schaltung nach Bild 11 dar (T_1, T_2, T_1', T_2': GC 116; $R_E = R_E' = 5$ kΩ; $R_{L1} = R_{L2} = 3$ kΩ; $R_{L1}' = R_{L2}' = 0$; $U_0 = 11$ V; R = 1 kΩ, Abgriff in der Mitte). Kurve 3 stellt die gleiche Abhängigkeit wie Kurve 2 dar, nur ist hier R = 0.

Sämtliche verwendeten Transistoren wurden nach gleicher Steilheit bei $-I_C = 1$ mA ausgesucht.

Verstärker

Der im Bild 1 dargestellte Verstärker wird ausnahmslos als Stromverstärker ausgeführt. Er dient zur Erzeugung des für den Regeltransistor erforderlichen Basisstromes. Eine entsprechende Schaltung ist im Bild 14 dargestellt.

Für die Verstärkung einer Stufe gilt

$$V = \frac{I_E}{-I_B} = B + 1 \qquad (46)$$

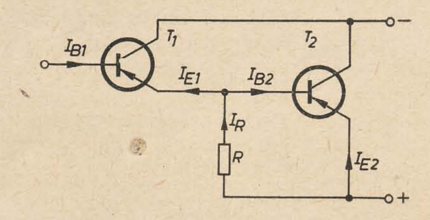


Bild 14: Emitterfolger als Verstärker

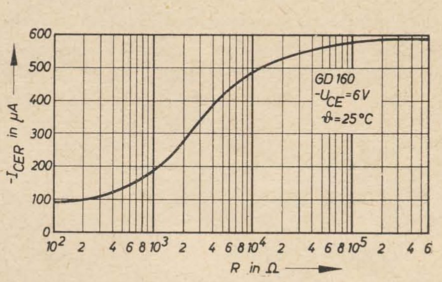


Bild 15: $-I_{CER} = f(R)$

Der Widerstand R dient zur Verringerung des Reststromes I_{E0}. Wäre R nicht vorhanden, dann würde gelten

$$I_{E2} = I_{E20} + [B_2 + 1][I_{E10} - (B_1 + 1) I_{B1}] \qquad (47)$$

Das würde bedeuten, daß für $I_{B1} = 0$ durch T_2 ein beträchtlicher Strom fließen würde.

Durch Einfügen eines Widerstandes zwischen Basis und Emitter kann der Reststrom wesentlich verringert werden, da

$$I_{CEO} < I_{CER} < I_{CES} \qquad (48)$$

Die Funktion $-I_{CER} = f(R)$ für einen Transistor GD 110 ist im Bild 15 dargestellt.

Dieser zusätzliche Widerstand liegt zwar parallel zum Eingang des Transistors T_2, jedoch ist sein Einfluß gegenüber dem Eingangswiderstand von 5 ··· 10 Ω nur sehr gering.

Oftmals wird der Widerstand R nicht gegen den Emitter, sondern gegen den Pluspol des Stabilisators gelegt. Dadurch wird die Basis des Transistors positiv vorgespannt, was ebenfalls eine Verringerung des Reststromes zur Folge hat.

VI. Internationale Messe in Brno



Aus der Vielfalt der in Brno gezeigten Erzeugnisse sollen hier nur die neuesten Entwicklungen der tschechoslowakischen Fernseh- und Rundfunkgeräteproduktion sowie einige interessante Geräte der Datenerfassung und Rechentechnik herausgegriffen werden.

Tragbarer Transistorfernsehempfänger

Tesla zeigte einen tragbaren Transistorfernsehempfänger, der als Zweitempfänger im Haushalt oder als Reiseempfänger gedacht ist. In diesem Empfänger wird eine Rechteckbildröhre mit metallisiertem Bildschirm benutzt. Es handelt sich hier um eine Röhre mit 90° Ablenkwinkel und einer Bilddiagonalen von 25 cm. Der Empfänger enthält 28 Transistoren, von denen drei Siliziumtransistoren sind, und 16 Dioden, die sich zu gleichen Teilen in Silizium- und Germaniumdioden aufteilen. Für die Hochspannungsgleichrichtung wird die DY 86 benutzt.

Im zwölfkanaligen Hochfrequenzteil und im dreistufigen Zwischenfrequenzverstärker wurden Germanium-Mesatransistoren verwendet. Eine wirkungsvolle automatische Empfindlichkeitsregelung ermöglicht einen guten Empfang auch in größerer Entfernung vom Sender. Für stark einfallende Sender wurde ein Teleskopdipol mit 75 Ω Impedanz eingebaut.

Das Gerät hat eine durchschnittliche Empfindlichkeit von 20 μV im ersten und 40 μV im dritten Band.

Der zweistufige Videoverstärker enthält einen Silizium-Mesatransistor mit einer Kollektor-Emitter-Spannung größer als 110 V. Die eingebaute automatische Phasensynchronisierung mit Frequenzregelung gestattet es, den Bedienungsknopf für die Zeilenfrequenzregelung fortfallen zu lassen. In der Zeilenendstufe ist ein Silizium-Doppel-Diffusionstransistor mit einer maximalen Kollektor-Emitter-Spannung von 200 V und einem Kollektorstrom größer als 10 A eingesetzt.

Die Tonendstufe, deren untere Grenzfrequenz bei etwa 150 Hz liegt, liefert 750 mW Ausgangsleistung bei einem Klirrfaktor kleiner als 10%. Der Empfänger soll später auch die Tonaufnahme auf Bandgeräte ermöglichen.

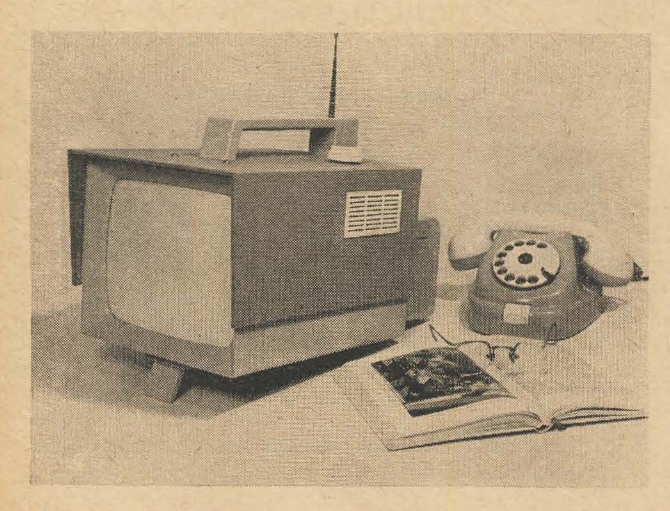
An die Stelle der Siebschaltung ist im Netzteil ein mit zwei Transistoren bestücktes Filterglied getreten.

Alle Baugruppen, mit Ausnahme der Stufen mit Leistungstransistoren und des Hochfrequenzteiles, das eine selbständige Einheit bildet, sind auf zwei gedruckten Leiterplatten untergebracht. Die Leistungstransistoren und der Hochspannungsteil sind auf einer Aluminiumplatte montiert. Auf gute Zugänglichkeit zu allen Teilen des Gerätes wurde geachtet. Die Platten sind ausschwenkbar, und die Bildröhre kann leicht gewechselt werden. Alle Transistoren kleiner Leistung stecken in Fassungen.

Das Gerät hat die Abmessungen 245×250×350 mm und wiegt ohne Batterie 7,8 kp. Die Leistungsaufnahme aus einer 12-V-Batterie beträgt 18 W, bei Betrieb aus dem 220-V-Netz 28 W. Der eingebaute Netzteil gestattet das Nachladen der Nickel-Kadmium-Batterie (12 V, 6 Ah).

Der Empfänger kann auch aus einer fremden 12-V-Batterie betrieben werden.

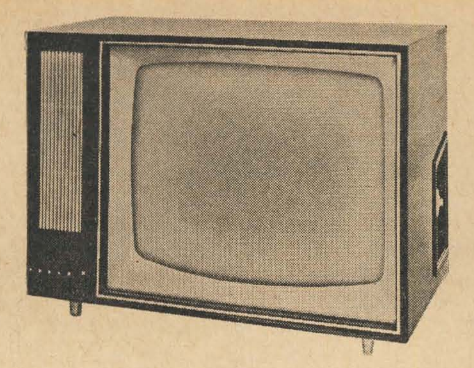
Das Gehäuse besteht aus Kunststoff und mit Kunstleder überzogenem Metall in verschiedenen Farbtönen. Zum Einstellen eines günstigen Sehwinkels dient ein klappbarer Fuß am Unterteil des Gerätes.



Transistorfernsehempfänger

Tischfernsehempfänger

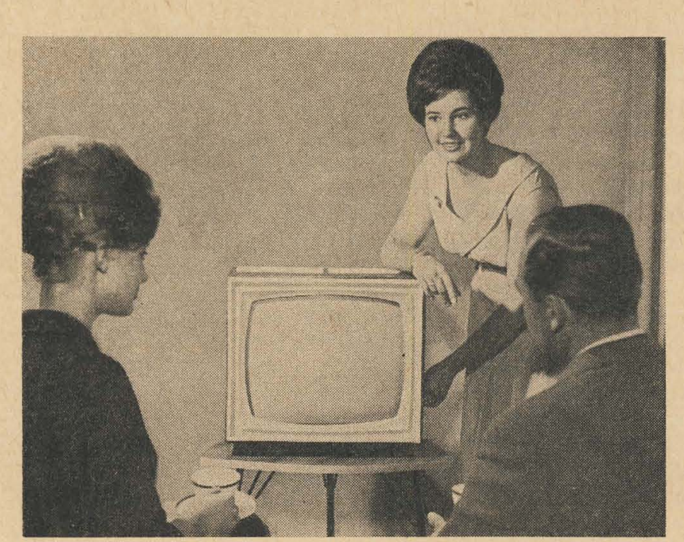
Das Tischgerät 4212 U Orchidee ist mit einer 59-cm-Bildröhre mit 110° Ablenkung und metallisiertem Bildschirm ausgestattet. Es erlaubt den Empfang auf 12 Kanälen nach OIRT oder CCIR. Weitere Fakten sind: Spanngitterröhren, Synchronisierkreise vollautomatisiert, selbsttätige Helligkeitspegel-Einstellung und Kontrastregelung in Abhängigkeit von der Außenbeleuchtung; Helligkeit, Kontrast, Lautstärke und Empfängerabschaltung fernbedient; Drucktasten Klangregister; Einbau eines UHF-Teiles ist vorgesehen; Anschlußmöglichkeit für Tonbandgerät. Das asymmetrische Holzgehäuse ist mit Polyesterlack gespritzt. Der Lautsprecher ist frontseitig neben dem Bildschirm untergebracht. Das Gerät hat die Abmessungen 710×520×430 mm und wiegt 28,5 kp.



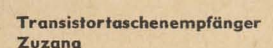
Tischfernsehempfänger Orchidee

Der Empfänger 4116 U ist mit einer 47-cm-Röhre ausgerüstet und hat eine automatische Bildstabilisierung. Die Bedienungselemente sind an der rechten und der Ovallautsprecher an der linken Wand des polierten Holzgehäuses untergebracht. Eine stufenlose Tonblende erhöht den Komfort. Das Chassis ist vertikal ausklappbar. Das Gerät hat die Abmessungen 470 × 415 × 320 mm und wiegt 17 kp.

Die Empfänger 4117 U und 4118 U unterscheiden sich vom Typ 4116 U nur durch die Form der Gehäuse. Das Gerät 4118 U besitzt zusätzlich noch eine automatische Kontrastregelung in Abhängigkeit von der Außenbeleuchtung.

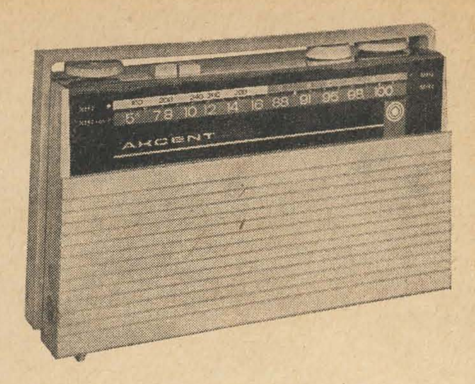


Tischfernsehempfänger 4116 U



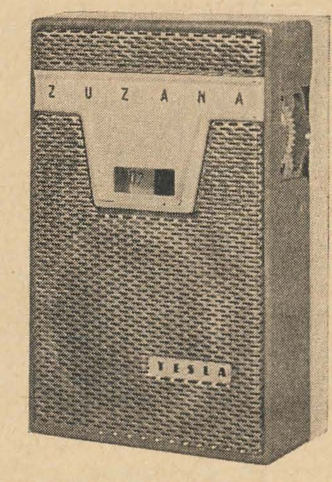
Rundfunkempfänger

Der Transistorreiseempfänger 2812 B Akzent ist für vier Wellenbereiche ausgelegt und enthält neun Transistoren und vier Dioden. Für Mittel- und Langwelle ist eine Ferritantenne und für den UKW-Bereich eine schwenkbare Teleskopantenne eingebaut. Der Anschluß von Außenantennen, eines Tonbandgerätes und eines Lautsprechers ist vorgesehen. Die erforderliche 9 V Betriebsspannung werden entweder sechs Monozellen oder zwei Flachbatterien entnommen. Das Gerät enthält Drucktasten für Tonblende und für Sparbetrieb. Das mit einem Traggriff versehene farbige Kunststoffgehäuse hat die Abmessungen 275 × 165 × 80 mm. Das Gewicht des Gerätes beträgt einschließlich Batterie 2,1 kp.



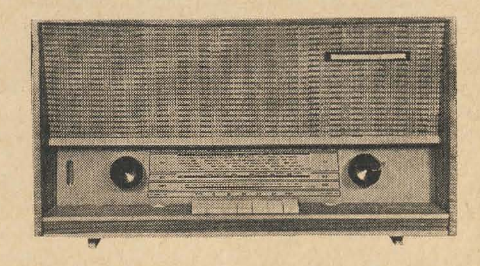
Transistorreiseempfänger Akzent

Der volltransistorisierte Taschenempfänger 2710 B Zuzana ist nur für den Mittelwellenempfang gedacht. Eine Kreisskala mit Bezifferung gestattet die Sendereinstellung. Die Speisung des Gerätes erfolgt aus einer 6-V-Miniaturbatterie. Der Empfänger ist in einem farbigen Kunststoffgehäuse mit den Abmessungen 100 × 65 × 30 mm untergebracht und wiegt 220 p.



Transistortaschenempfänger Zuzana ▶

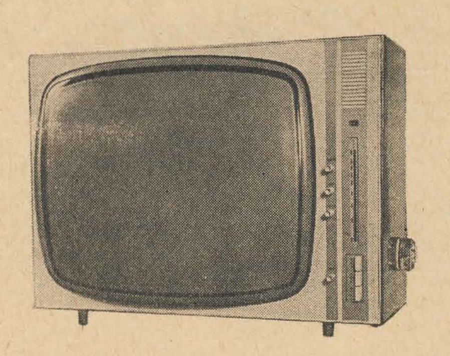
Der Vierbereich-Röhren-Tischempfänger 536 A Teslaton ist nach dem Bausteinprinzip aufgebaut. Er hat eine Drucktastenumschaltung der Wellenbereiche und des Klangregisters, getrennte stufenlose Höhen- und Tiefenanhebung, eingebaute drehbare Ferritantenne, UKW-Breitbanddipol und selbständige Scharfabstimmung im UKW-Bereich. Das Gerät enthält drei Lautsprecher; die Gehäuseabmessungen sind 400 × 230 × 310 mm und das Gewicht beträgt 8 kp.



Tischempfänger Teslaton ▶

Digitale Meßwerterfassungsanlage UM 10

Die Anlage UM 10 besteht aus der Steuereinheit, der elektrischen Schreibmaschine Zeta 1552 mit breiter Schreibwalze und dem Bandlocher 332. Sie gestattet die digitale Meßwerterfassung von 50 Meßstellen mit einer

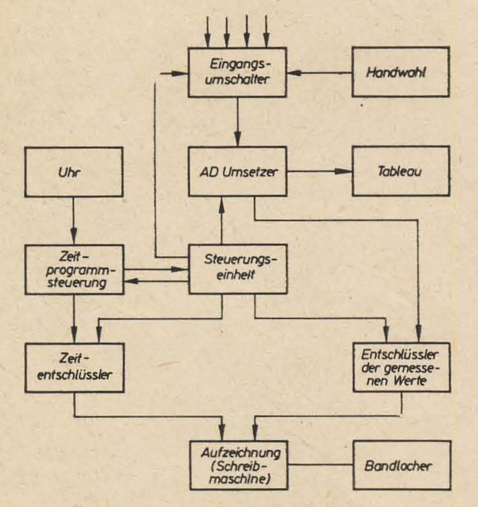


Tischfernsehempfänger 4118 U ◀



Digitale Meßwerterfassungsanlage UM 10

Geschwindigkeit von 1.66 Meßstellen/s. Der Meßbereich liegt zwischen 0 und 12 V und die Genauigkeit bei 0,1%, also etwa 10 mV. Der Meßzyklus kann in Abständen von 5, 10, 30 und 60 Minuten durchlaufen werden, dabei wird der jeweilige Wert hinter dem Analog-Digital-Umsetzer sichtbar gemacht und gleichzeitig von der Schreibmaschine und dem Locher bzw. nur einem der beiden Geräte aufgezeichnet. Zu Beginn jedes Meßzyklus wird



Blockschaltbild der Anlage UM 10

die Zeit aufgeschrieben. Von Hand läßt sich jede beliebige Meßstelle ständig auf das Leuchtfeld schalten, ohne daß der Meßzyklus unterbrochen wird.

Das Gerät ist 840 × 520 × 465 mm groß, wiegt etwa 95 kp und nimmt ohne Schreibmaschine 100 VA Leistung auf.

Transistorisierter Analogrechner Meda 40 T/A

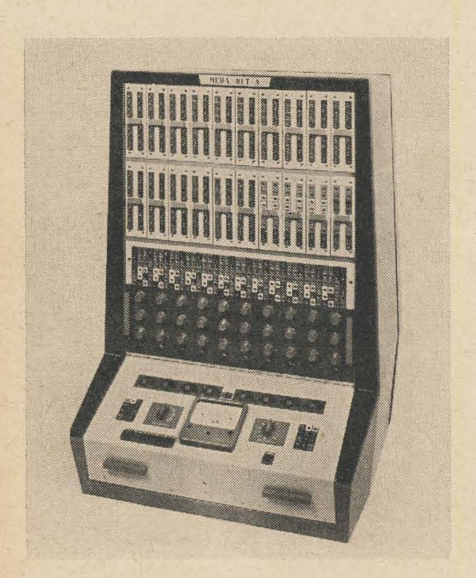
Der Tischanalogrechner Meda 40 T/A ist eine Weiterentwicklung der Röhrenrechner Meda 1 und Meda 2. Der Rechner ist in Baukastenweise aufgebaut. Die Grundlage des Rechners bilden ein typisiertes Modulgehäuse für 20 Rechenmodule, ein Potentiometerfeld, ein Steuerfeld und die benötigten Speise-, Steuer- und Hilfsstromkreise. Die Rechenmodule sind als leicht auswechselbare und gegenseitig austauschbare Einheiten konstruiert, so daß die Ausstattung des Rechners den jeweiligen Erfordernissen angepaßt werden kann.

Der Rechner Meda 40 T/A kann mit maximal 40 Rechenverstärkern ausgestattet werden, in der typischen Aufstellung enthält er jedoch nur 30 Verstärker und in den übrigen zehn Plätzen die fundamentalen nichtlinearen Rechenelemente. Die Rechenimpedanzen und die Dioden-Nichtlinearitäten sind außenliegende austauschbare Einheiten.

Der Tischanalogrechner Meda 40 T/A ist zur Lösung von linearen und nichtlinearen Differentialgleichungen bis zwölfter Ordnung geeignet. Bei größeren Problemen können mehrere Rechner parallel betrieben werden.

Rechenelemente:

Verstärkung der Rechenverstärker $> 10^8$
Drift $< 100\,\mu V/8\,h$
Multiplikator nach der Viertelquadratmethode mit einem Produktfehler von 0,25%
Funktionsgenerator mit 18 Geradenstücken
Komparator
Einzelne Dioden für spezielle Funktionen



Transistorisierter Tischanalogrechner Meda 40 T/A

Transistorschaltungen mit großem Eingangswiderstand

Dr. D. GARTE

Mitteilung aus dem Institut für Elektrochemie und physikalische Chemie der TU Dresden

Für verschiedene elektronische Aufgaben werden hohe und höchste Eingangswiderstände gefordert. Solche Widerstände lassen sich mit Röhrenschaltungen einfacher als mit Transistorschaltungen erzeugen. Bislang waren hierfür nur die Tandem- und die Kaskadeschaltung bekannt geworden [1] [2] [5]. Bei Röhren eignen sich zur Erhöhung des Eingangswiderstandes auch Schaltungen nach Gärtner [3] und Korn-Korn [4]. Diese Schaltungen können transistorisiert werden. Damit ist man in der Lage, verschiedene Kombinationen mit noch höherem Eingangswiderstand als bei den bekannten Transistorschaltungen zu bilden. Es ist versucht worden, alle hierfür in Betracht kommenden Variationen zu finden. Ob dies jedoch gelungen ist, kann mit Sicherheit nicht gesagt werden.

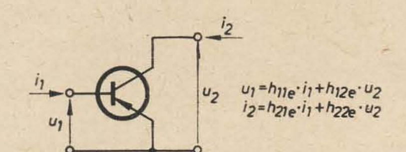


Bild 1: Vierpoldarstellung des Transistors in Emitterschaltung

Um einen möglichst großen Eingangswiderstand zu erzeugen, ist es erforderlich, den Eingangsstrom i_1 zu senken, d. h., die Basis-Emitter-Spannung u_1 und die Kollektor-Emitter-Spannung u_2 müssen verschwinden (Bild 1). Bei der Kollektorbasisstufe verschwindet u_1 bei großem Arbeitswiderstand R, nicht aber u_2. Durch einen Gleichlauf von Emitter und Kollektor kann auch u_2 zum Verschwinden gebracht werden.

Hierfür bieten sich verschiedene Möglichkeiten an, die im Bild 2 zusammengefaßt sind. Bei der näherungsweisen Berechnung sind alle Transistoren als identische Vierpole in Emitterschaltung betrachtet worden. Folgende Werte der h-Parameter in Emitterschaltung wurden der Berechnung zugrundegelegt [5]:

$h_{11e} = 2\,k\Omega$ $\quad h_{12e} = 1{,}6 \cdot 10^{-3}$
$h_{21e} = 49$ $\quad h_{22e} = 50\,\mu S$
$\Delta h_e = 2{,}2 \cdot 10^{-2}$

Für die Schaltungen nach Bild 2 ist die Abhängigkeit des Eingangswiderstandes vom Arbeitswiderstand im Bild 3 grafisch dargestellt.

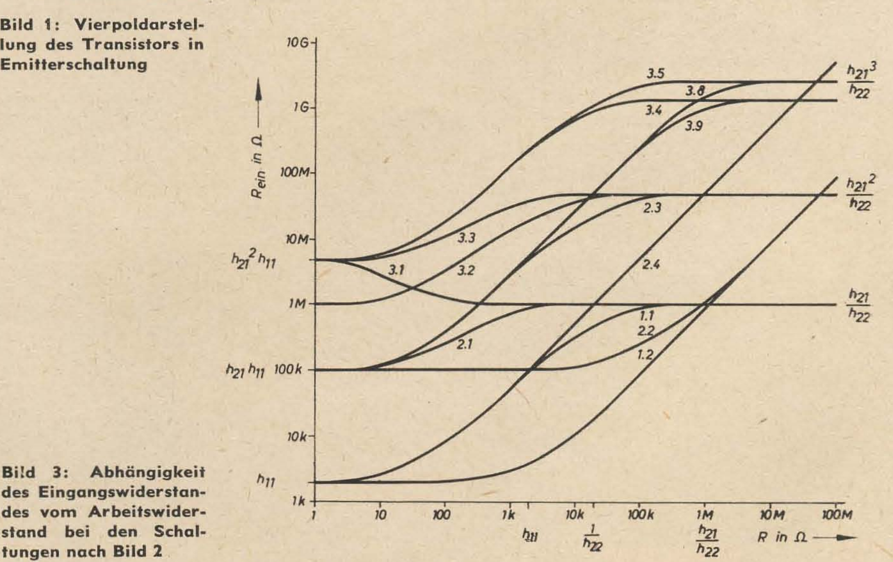


Bild 3: Abhängigkeit des Eingangswiderstandes vom Arbeitswiderstand bei den Schaltungen nach Bild 2

1.1 $R_{ein} \approx \frac{h_{11}+h_{21}R}{1+h_{22}R}$

1.2 $R_{ein} \approx h_{11}+R$

2.1 $R_{ein} \approx h_{21} \cdot \frac{h_{11}+h_{21}R}{1+h_{21}h_{22}R}$

2.2 $R_{ein} \approx h_{11}h_{21}+R$

2.3 $R_{ein} \approx h_{21} \cdot \frac{h_{11}+h_{21}R}{1+h_{22}R}$

2.4 $R_{ein} \approx h_{11}+h_{21}R$

2.5 $R_{ein} \approx \frac{h_{21}}{h_{22}}$

2.6 $R_{ein} < \frac{h_{21}}{h_{22}}$

3.1 $R_{ein} \approx h_{21}^2 \cdot \frac{h_{11}+h_{21}R}{1+h_{21}^2 h_{22}R}$

3.2 $R_{ein} \approx \frac{h_{21}}{h_{22}} \cdot \frac{h_{11}+h_{21}R}{h_{11}+R}$

3.3 $R_{ein} \approx h_{21}^2 \cdot \frac{h_{11}+h_{21}R}{1+h_{21}h_{22}R}$

3.4 $R_{ein} \approx \frac{h_{21}^2}{h_{22}} \cdot \frac{h_{11}+h_{21}R}{h_{11}h_{21}+2R}$

3.5 $R_{ein} \approx h_{21}^2 \cdot \frac{h_{11}+h_{21}R}{1+h_{22}R}$

3.6 $R_{ein} \approx h_{21} \cdot \frac{h_{11}+h_{21}R}{1+h_{22}R}$

3.7 $R_{ein} \approx h_{21} \cdot \frac{h_{11}+h_{21}R}{1+h_{22}R}$

3.8 $R_{ein} \approx h_{21}^2 \cdot \frac{h_{11}+h_{21}R}{h_{21}+h_{22}R}$

3.9 $R_{ein} \approx h_{21}h_{11} \cdot \frac{h_{11}+h_{21}R}{h_{11}+2h_{12}R}$

3.10 $R_{ein} < h_{21}^2 h_{11}$

3.11 alle Kombinationen von 2.1–4 mit 1.1–2 } Gegenüber den bisherigen Schaltungen nichts Neues

3.12 alle Kombinationen von 2.1–4 mit 2.5

Bild 2: Kombinierte Transistorschaltungen und ihre Eingangswiderstände

Wie der Vergleich der „Kollektorbasisstufen" zeigt, wird durch eine verschwindende Kollektor-Emitter-Spannung u_2 der Eingangswiderstand für große Arbeitswiderstände erhöht. Bei verschwindendem Arbeitswiderstand wird der Eingangswiderstand durch die Anzahl der in Reihe zwischen dem Eingang und dem Ausgang liegenden Transistoren bestimmt. Es ergibt sich somit, daß bei Verwendung von zwei Transistoren die Kaskadeschaltung 2.3 nach Dannowski am günstigsten ist [1] [2], bei Verwendung von drei Transistoren die Schaltung 3.5. Diese Schaltung stellt eine sinngemäße Erweiterung der vorher genannten Schaltung 2.3 dar. Bild 4 zeigt dazu ein detailliertes

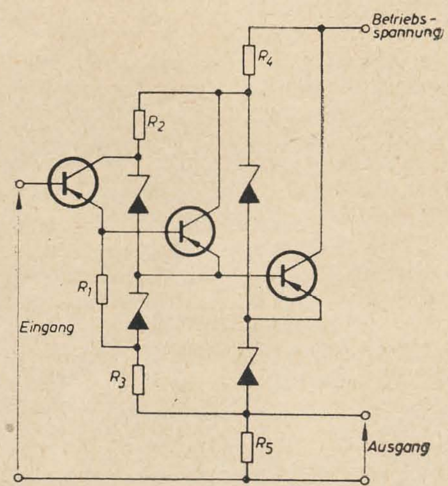


Bild 4: Beispiel einer „Kollektorbasisstufe" nach Bild 2, 3. 5 ($R_1, R_3 \gg h_{11e}$; $R = R_4 \| R_5$), $R_2, R_4 \gg$ Innenwiderstand der Zenerdiode; (die Zenerdioden sind umzupolen)

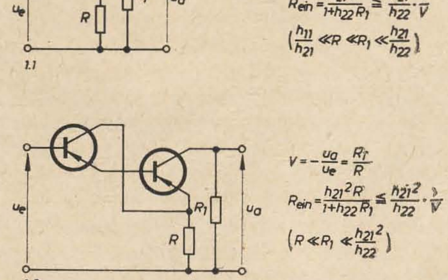


Bild 5: Spannungsverstärker mit Stromgegenkopplung zur Vergrößerung des Eingangswiderstandes

Schaltbild. Theoretisch wäre eine Extrapolation auf n Transistoren nach dem Schema der Kaskadeschaltung möglich, experimentell erreicht man jedoch bei der Schaltung mit drei Transistoren eine gewisse Grenze. Für höhere Eingangswiderstände sind Röhrenschaltungen vorteilhafter.

Um eine weitere Vergleichsmöglichkeit zu haben, wurde der gegengekoppelte Verstärker unter gleichen Bedingungen (Verstärkungsfaktor gleich 1) mit im Bild 2 aufgenommen. Wie die Berechnungen ergaben, erhält man einen wesentlich geringeren Eingangswiderstand als mit den vorher genannten Schaltungen. Außerdem sinkt der Signal/Rausch-Abstand mit zunehmendem Eingangswiderstand durch die Spannungsteilung zwischen

Ein Transistor-Fernsteuergerät für 27,12 MHz

Dipl.-Ing. JOHANNES HIELSCHER

Das nachfolgende Fernsteuergerät ist volltransistorisiert und für zwei Steuerkanäle ausgelegt. Der Sender gibt eine getastete HF-Oberstrichleistung von etwa 60 mW ab. Der Empfänger garantiert mit der selektiven HF-Vorstufe und dem Pendelaudion im Eingang einen sicheren Empfang über etwa 400 m für übliche Fernsteueraufgaben von Flug-, Schiff- und Fahrmodellen.

Sender

Der Sender besteht aus einer in der Ausgangsleistung regelbaren Oszillatorstufe, einer Treiberstufe und einer mit zwei Transistoren bestückten Endstufe (Bild 1).

Der Oszillator arbeitet mit dem HWF-Transistor OC 882 in Basisschaltung. Der Arbeitspunkt wird bei „herausgedrehtem" Emitterwiderstand R_2 an R_4 eingestellt ($I_C = 1{,}2$ mA). Im Kollektorkreis des Transistors liegt der auf 27,12 MHz abgestimmte Schwingkreis, an dem die Rückkopplungsspannung abgegriffen wird, die über den Quarz Q an den Emitter des Transistors T_1 gebracht wird. Da die Ausgangsimpedanz dieser Stufe sehr hochohmig ist, der Eingangswiderstand der folgenden Treiberstufe in Emitterschaltung relativ niederohmig ist, muß die Ankopplung der zwei Windungen der Sekundärwicklung an L_1 lose sein, um den Schwingkreis L_1, C_5 nicht zu stark zu bedämpfen.

Da der Transistor der Treiberstufe in Emitterschaltung arbeitet, muß der Transistor T_2 eine möglichst hohe Grenzfrequenz haben. Es wurde ein OC 883 verwendet, der an seinem Ausgang eine ausreichende Leistung zur Verfügung hat, die zur Ansteuerung der Endstufe ausreicht. Zur Regelung der Ansteuerung der Endstufe dient allein der Emitterwiderstand R_2 des Oszillatortransistors T_1. Das zwischen Treiber- und Endstufe geschaltete π-Filter transformiert den Ausgangswiderstand des Transistors T_2 auf den Eingangswiderstand der Transistorkombination von T_3 und T_4, so daß Anpassung vorhanden ist. An der Basis der Transistoren T_3 und T_4 stehen somit etwa 0,5 V Spitzenspannung zur Verfügung. Diese ist somit die maximal zulässige Basisspannung, die auch angestrebt wird, um die Transistoren soweit wie möglich durchzusteuern. Der an R_6 eingestellte Ruhestrom des Treibertransistors beträgt etwa 1 mA.

Bild 1: Transistorsender für 27,12 MHz

Die Endstufe ist mit zwei parallel geschalteten Transistoren OC 883 bestückt. Die wirkungsvollere Gegentaktschaltung läßt sich nicht aufbauen, da die maximal zulässige Kollektorspannung der Transistoren nur 10 V beträgt. Eine Gegentaktschaltung würde wohl die etwa doppelte Leistung an die Antenne abgeben, jedoch Transistoren mit einer max. zulässigen Kollektorspannung $U_{CE\,max} = 20$ V voraussetzen, wenn man mit einer Batteriespannung von etwa 10 V arbeitet.

Die Ansteuerung der abgestimmten Endstufe darf so groß sein, daß der maximale Kollektorstrom $I_{C\,max} = 10$ mA für die Transistoren T_3 und T_4 nicht überschritten wird. Da bei B-Betrieb dieser Stufe die Stromspitze bei sinusförmiger Aussteuerung etwa das π-fache des gemessenen Kollektorstromes beträgt, dadurch die Verlustleistungshyperbel durchsteuert wird und ferner die Endstufe 100%ig abgestimmt sein muß, ist diese Aussteuerung bis zur Stromaufnahme von 10 mA je Transistor nicht anzustreben. Wenn die Stromspitze nur etwa 20 mA je Transistor bei geringen Toleranzen der Fehlanpassung der Antenne als zulässig angenommen wird, so beträgt die effektive Stromaufnahme beider Transistoren zusammen maximal etwa 12 mA, ohne daß die Transistoren wärmemäßig überbeansprucht werden. Beide Transistoren müssen nahezu gleiche Kennlinien haben und ausgesucht sein. Um einigermaßen eindeutige Verhältnisse für die Abstimmung der Endstufe zu haben, wird das Gerät im Freien auf den Erdboden gesetzt und über eine Ferntaste betrieben. Die abgegebene HF-Leistung beträgt ohne Signal etwa 60 mW.

Bild 2 zeigt die Ankopplung der beiden Transistoren, wenn diese im Gegentakt geschaltet sind.

Die Antenne ist in beiden Fällen über ein einstufiges Collinsfilter angekoppelt. Sie ist mit 1,60 m kleiner als $\lambda/4$ und somit noch niederohmiger. Das π-Filter ist so dimensioniert, daß eine optimale Ankopplung möglich ist.

Die Abstimmung erfolgt mit C_{13} und C_{15} auf Kollektorstromminimum bzw. auf Leistungsmaximum. Dazu kann ein eigens für 27,12 MHz abgestimmter Absorptions-Frequenzmesser nach Bild 3 dienen, welcher in der Nähe des abzugleichenden Senders aufgebaut wird. Als Anzeigeinstrument dient ein Multizet mit 20 kΩ/V.

Gegenkopplungswiderstand im Eingang und dem Eingangswiderstand des Verstärkers selbst. Letzterer liegt in der Größenordnung von h_{11e}.

Es sei erwähnt, daß Ausgangsspannungsschwankungen auf Grund von Temperaturschwankungen bei sämtlichen Schaltungen durch den Eingangstransistor bedingt werden. Benutzt man die Verstärkertypen mit hohem Eingangswiderstand gleichzeitig zur Spannungsverstärkung, so sinkt der Eingangswiderstand reziprok zum Verstärkungsfaktor V (Bild 5, vgl. Bild 2, 2.3 und 3.5).

Zusammenfassung

Es werden verschiedene Transistorschaltungen mit dem Ziel untersucht, möglichst hohe Eingangswiderstände zu erzeugen. Je nach dem geforderten Aufwand, eignen sich dafür die Kaskadeschaltung mit zwei oder drei Transistoren (Bild 2, 2.3 und 3.5). Theoretisch ist mit letzterer Schaltung bei Verwendung herkömmlicher Eingangstransistoren ein Eingangswiderstand von einigen Gigaohm zu erreichen. Die Spannungsverstärkung ist hierbei gleich Eins. Eine gleichzeitige Spannungsverstärkung $V > 1$ gewinnt man nur auf Kosten eines geringeren Eingangswiderstandes ($\sim 1/V$).

Literatur

[1] Dannowski, K.: Transistorverstärker mit sehr hohem Eingangswiderstand. radio und fernsehen 10 (1961) H. 6 S. 172 bis 174

[2] Dannowski, K.: Leistungsfähiger Transistorverstärker für Kristallmikrofone. radio und fernsehen 10 (1961) H. 17 S. 548 und 549

[3] Gärtner, R.: Verbesserung der Anstiegszeit und des Phasenganges von RC-Verstärkern. radio und fernsehen 11 (1962) H. 6 S. 187—189

[4] Korn, G. A., und Korn, T. M.: Elektronische Analogierechenmaschinen. VEB Verlag Technik, Berlin

[5] Shea, R. F.: Transistortechnik. VEB Verlag Technik, Berlin

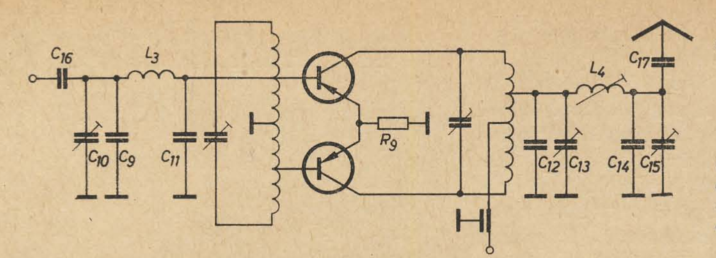


Bild 2: Gegentaktendstufe

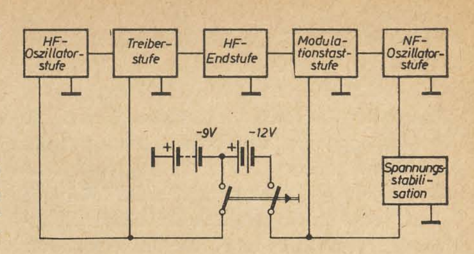


Bild 5: Blockschaltbild der Stromversorgung und Tastung des Senders ▶

Modulationsstufe

Da das HF-Signal des Senders bei Mehrkanalbetrieb neu moduliert werden muß und bei dieser Anlage kein Simultanbetrieb vorgesehen ist, soll die Endstufe nur im Takte der NF getastet werden. Das heißt, sie wird nicht mit einer Sinusspannung, sondern mit nahezu rechteckförmigen Impulsen moduliert.

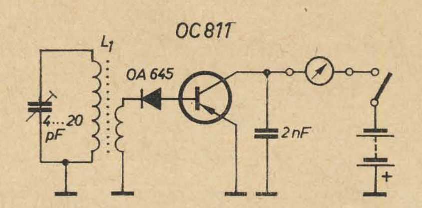


Bild 3: Absorptions-Frequenzmesser für 27,12 MHz

Zur Erzeugung der NF dient eine Oszillatorschaltung, welche als frequenzbestimmenden Teil ein überbrücktes T-Glied besitzt und bei stabiler Speisespannung eine hinreichend genaue Frequenz von 3,1 und 3,9 kHz erzeugt (Bild 4). An den beiden Widerständen R_{18} und R_{19} kann die Frequenz genau eingestellt werden. Der Generator ist über die Kombination C_{26}, R_{20}, R_{21}, C_{27} und R_{22} kaum belastet. Die NF wird von dem Transistor T_7, der in Kollektorschaltung arbeitet, gering verstärkt.

Die an dem Widerstand R_{25} gewonnene NF genügt aber schon, den Transistor T_8 so anzusteuern, daß der Transistor T_9 gut durchgesteuert wird. Während an R_{25} noch eine Sinusspannung zur Verfügung steht, fallen an R_{27}, da der Transistor T_8 im B-Betrieb arbeitet, nur noch Halbwellenimpulse ab, die durch den Transistor T_9 wieder verstärkt werden. Den Emitterwiderstand des Transistors T_9 bildet die HF-Endstufe mit den Transistoren T_3 und T_4 im Bild 1 in Reihe mit R_{29} der Modulationsstufe. Der Emitterstrom wird, wie schon gesagt, von der Ansteuerung der HF-Endstufe bestimmt. Der Widerstand R_{29} dient dazu, am Ausgang der Modulationsstufe Impulse von maximal 10 V_{ss} bei dem von der HF-Endstufe vorgegebenen Strom genau einzustellen.

Die Stromverstärkung der Transistoren T_5 bis T_7 war $\beta \geqq 40$ und die der Transistoren T_8 und T_9 $\beta \geqq 60$. Zur Impulsverbesserung kann man parallel zum Kondensator C_{30} noch eine Zenerdiode schalten. Erprobt wurde die Valvo-Diode BZZ 13.

Stromversorgung

Der Sender wird von vier 3-V-Trockenelementen gespeist. Die Stromversorgung und Tastung des gesamten Senders geht aus Bild 5 hervor. Der Stromverbrauch ist gering und liegt bei etwa 35 ··· 50 mA.

Empfänger

Der Empfänger besteht aus einer selektiven HF-Vorstufe, dem Pendelaudion, einem NF-Verstärker und der Relaisstufe.

HF-Vorstufe

Die selektive Vorstufe hat die Aufgabe, die Empfindlichkeit zu erhöhen und ferner die im Pendelaudion auftretenden Schwingungen bei etwa 100 kHz von der Antenne fernzuhalten. Am Eingang liegt ein auf 27,12 MHz abgestimmter Schwingkreis, der des niedrigen Eingangswiderstandes der folgenden Transistorstufe wegen schon an der zweiten Windung angezapft ist (Bild 6). An dieser Stelle läßt sich auch die Antenne, hier ein etwa 80 cm langer Draht, fest ankoppeln. Der aperiodische Verstärker hat nur eine geringe Leistungsverstärkung. Der Kollektorstrom liegt bei 800 μA. Das an dem Widerstand R_4 anfallende verstärkte HF-Signal wird in den Schwingkreis L_2, C_6 und C_7 des folgenden Pendelaudions eingekoppelt.

Pendelaudion

An dieser Stelle soll auf eine nähere Beschreibung eines Pendelaudions nicht eingegangen werden. Es wird auf die vom Verfasser in radio und fernsehen 11 (1962) H. 2 S. 59 bis 64 veröffentlichte Arbeit „Transistorschaltungen der Funkfernsteuerungstechnik“ verwiesen.

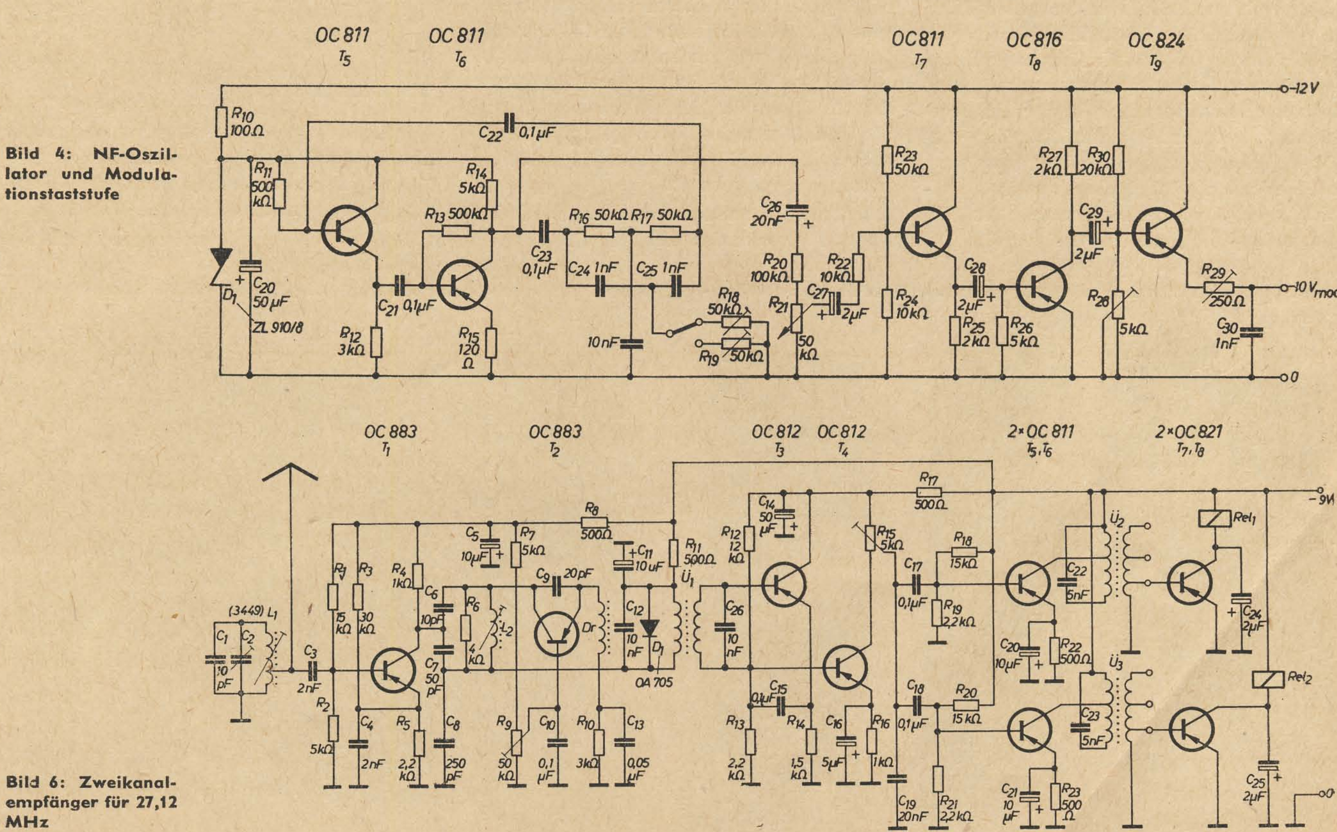


Bild 4: NF-Oszillator und Modulationstaststufe

Bild 6: Zweikanalempfänger für 27,12 MHz

An die selektive Vorstufe schließt sich mit dem Transistor T_2 das Pendelaudion an. Es handelt sich um einen selbsterregten Pendler. Der Transistor T_2 arbeitet in Basisschaltung. Die Pendelfrequenz wird im wesentlichen von der RC-Kombination im Emitterkreis von 3 kΩ und 50 nF bestimmt und ist außerdem noch stark von dem eingestellten Arbeitspunkt abhängig. So läßt sich an R_9 der Schwingeinsatz der Pendelschwingung bei einem niedrigsten Wert von 65 kHz bis weit über 100 kHz einstellen. Im Kollektorkreis liegt der HF-Schwingkreis mit L_2, C_6 und C_7, der auf 27,12 MHz abgestimmt ist. Das zu demodulierende HF-Signal kann am Emitter oder am Kollektor in die Pendelstufe eingekoppelt werden. Da der Ausgangswiderstand der Vorstufe relativ klein ist, kann die Vorstufe kapazitiv direkt an den Emitter oder, wie im vorliegenden Fall, über die geteilte Schwingkreiskapazität an den Kollektorkreis gekoppelt werden. Der Schwingkreis ist somit durch den Bedämpfungswiderstand R_6 und z. T. durch den Ausgangswiderstand der Vorstufe bedämpft, was bei einem Pendelaudion zur Vermeidung mehrfacher Resonanzen, sog. multipler Resonanzen, notwendig ist. Diese mehrfachen Resonanzen lassen sich nur durch die Bedämpfung des HF-Schwingkreises und durch die Wahl einer niedrigen Pendelfrequenz beseitigen. Zwischen Emitter und Kollektor liegt die Rückkopplungskapazität C_9. Die Drossel Dr stellt das HF-Potential am Emitter sicher. Der Schwingkreis liegt am unteren Ende für die HF über C_8 und C_{12}, C_{11} an Masse. Empfängt das Audion ein moduliertes HF-Signal, so ändert sich der Kollektorstrom im Rhythmus der NF.

Über dem Schwingkreis, der Kapazität C_{12} und der Primärinduktivität des Übertragers $Ü_1$ fällt das NF-Signal ab und wird durch die Sekundärwicklung ausgekoppelt. Dieser NF-Schwingkreis ist durch sein LC-Verhältnis relativ breit und läßt die beiden verwendeten NF-Signale von 3,1 und 3,9 kHz durch, wobei die Bandmitte bei 3,5 kHz liegt. Durch den im Ausgang liegenden Resonanztrafo sind Reste der Pendelspannung in der Ausgangsspannung genügend unterdrückt. Zur endgültigen Beseitigung dieser Fremdspannung im NF-Verstärker sind die Kapazitäten C_{28} und C_{19} wirksam. Zur Begrenzung des NF-Signals dient die Diode D_1.

NF-Verstärker mit Relaisstufe

Der erste Transistor des NF-Verstärkers T_3 wird in Kollektorschaltung betrieben. Er belastet somit nicht den Ausgang des Pendelaudions. Seine Verstärkung ist gering. Die Transistoren T_3 und T_4 haben einen gemeinsamen Basisspannungsteiler. Damit ergibt sich die wechselspannungsmäßige Kopplung über den Kondensator C_{15}. An dem Arbeitswiderstand R_{15} des in Emitterschaltung arbeitenden Transistors T_4 steht das verstärkte NF-Signal zur Verfügung. Die Kollektorströme betragen bei den Transistoren T_3 700 µA und T_4 1 mA. Hieran schließen sich zwei getrennte selektive einstufige NF-Verstärker an. Der Aufwand wird deshalb getrieben, um den NF-Verstärker bis nahe an sein eigenes Rauschen hin empfindlich zu gestalten und auch bei Übersteuerung im Nahfeld des Senders ein Höchstmaß an Selektivität zu erreichen. Die Transistoren T_5 und T_6 haben einen Ruhestrom > 2 mA. Durch den relativ niedrigen Ausgangswiderstand der Transistorstufen mit den Transistoren T_5 und T_6 sind die Schwingkreisinduktivitäten der Übertrager $Ü_2$ und $Ü_3$ angezapft. Die Sekundärwicklung dieser Übertrager steuert die Relaisstufen an. Die Transistoren T_7 und T_8 arbeiten im B-Betrieb und werden bei Ansteuerung von der negativen Halbwelle geöffnet. Die Kondensatoren C_{24} und C_{25} glätten die Halbwellenimpulse. Der durch die Relais fließende Gleichstrom bringt diese bei Strömen > 12 mA zum Anziehen. Die Kontakte dieser Relais lassen sich dann zur gewünschten Steuerung des Modells verwenden. Das Relais Rel_1 hinter dem Übertrager $Ü_2$ zieht bei Empfang eines NF-Signals von 3,1 kHz, das Relais Rel_2 hinter dem Übertrager $Ü_3$ bei einem NF-Signal von 3,9 kHz an. Je nach der Stromverstärkung der Transistoren T_7 und T_8 stehen drei Abgriffe an der Sekundärwicklung der Übertrager zur Verfügung. An dem Widerstand R_{15} läßt sich die größte Empfindlichkeit des NF-Verstärkers bei genügendem Rauschabstand einstellen. Die Stromaufnahme des Empfängers liegt bei etwa 12 mA. Da aus der gleichen Stromquelle auch die Stellmotoren des Modells getrieben werden sollen, sind zwei Flachbatterien für die Stromversorgung vorgesehen.

Bild 7 zeigt eine andere Anordnung der Relaisstufe. Hier schließen sich an einen gemeinsamen dreistufigen NF-Verstärker die einzelnen parallel geschalteten Relaisstufen mit nur je einem Transistor an. Diese Resonanzrelaisstufe ist sehr empfindlich. Bei den hier gewählten Vor- bzw. Entkopplungswiderständen genügt eine NF-Spannung von 100 mV am Widerstand R_{35} bzw. R_{36} im Resonanzpunkt, um das Relais zum Anziehen zu bringen. Diese hohe Empfindlichkeit hat den Nachteil, daß bei Übersteuerung, bei Betrieb im Nahfeld des Senders, auch das Nachbarrelais zum Anzug kommt. Es läßt sich nur ausgleichen, indem man von vornherein größere Kanalabstände wählt.

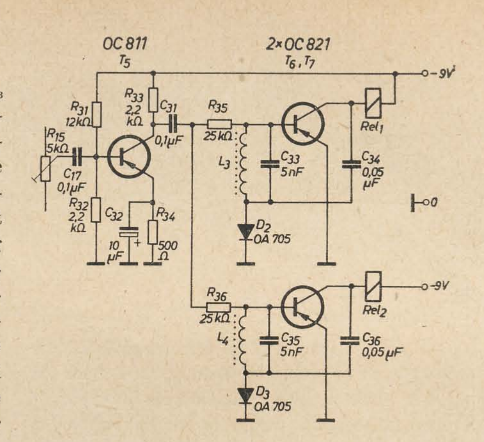


Bild 7: Relaisstufe

Liegt die Spannung mit der Resonanzfrequenz des Schwingkreises L_3, C_{33} an R_{35} an, so gelangt diese ungedämpft an die Basis von Transistor T_6 und wird dort verstärkt.

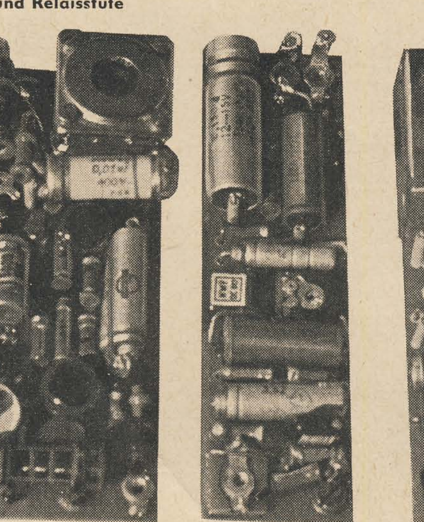
Der an der Induktivität des Relais Rel_1 anfallende Wechselspannungsanteil wird über C_{34} an die Diode D_2 gebracht, gleichgerichtet und durch C_{34} gleichzeitig geglättet. An der Diode baut sich eine negative Gleichspannung auf, die über L_3 an die Basis des Transistors T_6 gelangt und diesen öffnet und das Relais Rel_1 anziehen läßt.

Zusammenfassung

Der Sender und der Empfänger wurden relativ großzügig aufgebaut, um mit den z. Z. erhältlichen Kurzwellentransistoren eine Fernsteueranlage zu entwickeln, die ein Maximum

Fortsetzung auf Seite 691

Bild 8: Empfängerbausteine mit HF-Vorstufe und Pendelaudion, NF-Verstärker und Relaisstufe



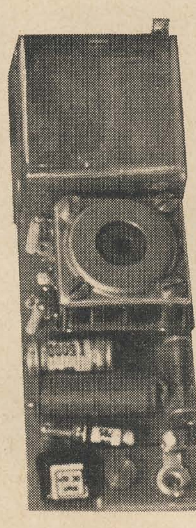
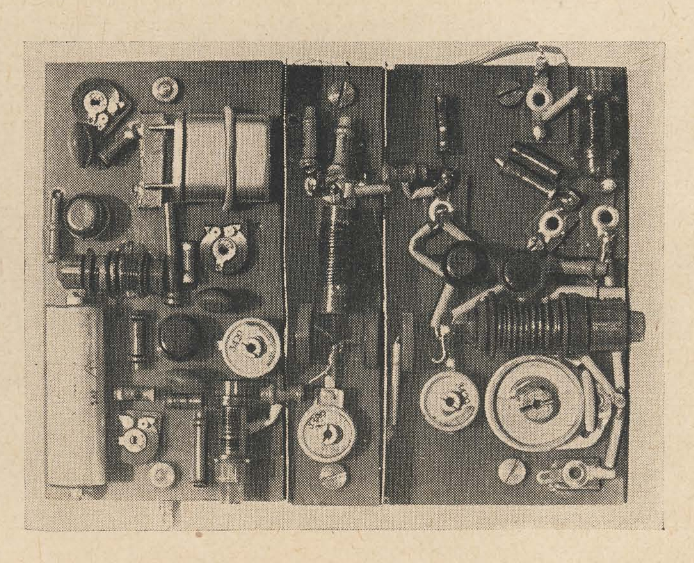


Bild 9: 27,12-MHz-Sender und Oszillator, Treiber- und Senderendstufe



Kaltkatoden-Hochstromröhre Z 0,7/100 U[1]

Mit der Z 0,7/100 U können hohe Ströme (bis $\hat{i}_a = 100$ A) bei einem geringen Leistungsaufwand geschaltet werden. Die Röhre arbeitet ohne Fremdheizung im Gebiet der selbständigen Bogenentladung. Sie ist mit Edelgas gefüllt und besitzt neben dem Steuergitter noch eine Hilfsanode zur Vorionisierung. Die zur Emission erforderliche Energie wird durch Aufheizen der Katode mittels Ionenbeschuß erhalten. Die Steuerung erfolgt wie bei Thyratronröhren nahezu leistungslos über das Gitter. Bei dieser Röhre ist jedoch der Gasdruck um zwei Zehnerpotenzen höher als bei geheizten Thyratronröhren, wodurch eine Gasaufzehrung vermieden wird.



Bild 1: Kaltkatoden-Hochstromröhre Z 0,7/100 U

Kaltkatoden-Hochstromröhren sind sehr robust aufgebaut und gegen kurzzeitige Überlastung unempfindlich. Ihr geringes Volumen und die beliebig wählbare Betriebslage ermöglichen einen günstigen Geräteaufbau. Gezündete Röhren können nur durch Vermindern oder kurzzeitiges Unterbrechen der Anodenspannung gelöscht werden. Die Röhren sind für Gleichspannungsbetrieb bestimmt und dienen z. B. als Schaltröhre im Primärkreis elektronischer Schweißmaschinen und zur Zündung von Ignitrons.

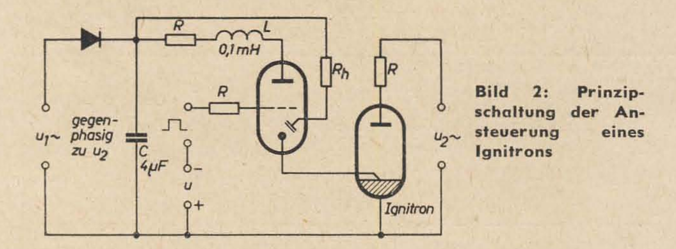


Bild 2: Prinzipschaltung der Ansteuerung eines Ignitrons

Bild 2 zeigt im Prinzip die Ansteuerung eines Ignitrons. Die Röhre ist nach dem Einschalten der Hilfsentladung sofort betriebsbereit. Die Schaltungen müssen so ausgelegt werden, daß an der Anode der Z 0,7/100 U während des Betriebes keine negative Spannung gegenüber der Katode auftritt. Zur vollen Ausnutzung der günstigen Regeleigenschaften der Röhren wird eine Ansteuerung durch Impulse empfohlen.

Technische Daten	Z 0,7/100 U[1])
	g, k, ha, k; Anschlußkappe A1 TGL-70-123; 36,1; max. 115; Sockel 4-16 TGL 70-77
Gewicht in p	≈70
KENNWERTE	
Anodenzündspannung ($U_g = 0$ V; $I_{ha} = 20$ mA) $U_{z\,a}$ in V	500
Hilfsanodenzündspannung $U_{zh\,a}$ in V	300
Anodenbrennspannung ($I_a = 3$ A) $U_{B\,a}$ in V	15
Hilfsanodenbrennspannung ($I_{ha} = 20$ mA) $U_{B\,h}$ in V	20
BETRIEBSWERTE	
Bereitschaftsspannung U_b in V	500
Anodenstrom $I_{a\,eff}$ in A	1,5
Hilfsanodenstrom $I_{h\,a}$ in A	0,03
GRENZWERTE	
Bereitschaftsspannung $U_{b\,max}$ in V	700[2])
$U_{b\,min}$ in V	300
Anodenstrom	
Spitzenwert $\hat{i}_{a\,max}$ in A	100
arithm. Mittelwert $I_{a\,max}$ in A	3[2])
negative Gitterspannung	
bei gelöschter Röhre — $U_{g\,max}$ in V	100
bei gezündeter Röhre — $U_{g\,max}$ in V	10
Gitterstrom (Spitzenstrom) $\hat{i}_{g\,max}$ in mA	100
Gitterstrom ($t_{g\,max} = 15$ ms) $I_{g\,max}$ in mA	10
Gitterimpulsspannung $\hat{u}_{gp\,min}$ in V	100
Hilfsanodenstrom $I_{ha\,max}$ in mA	100
Gitterwiderstand $R_{g\,max}$ in MΩ	1
$R_{g\,min}$ in kΩ	5
Integrationszeit t_z in s	0,5
Ionisationszeit t_i in µs	10
Deionisationszeit ($\hat{i}_a = 100$ A) t_e in ms	50
Umgebungstemperatur $t_{Ugb\,max}$ in °C	+75
$t_{ugb\,min}$ in °C	—55

[1]) In Entwicklung befindlich. [2]) Das Produkt $U_b \cdot I_a$ darf den Wert von $1{,}5 \cdot 10^3$ nicht überschreiten

Rauschdioden KA 560 d VI[1]) KA 561 d VI[1]) KA 562 d VI[1]) KA 563 d VI[1])

Die Rauschdioden sind mit Edelgas gefüllt und besitzen eine direkt geheizte Oxidkatode. Sie dienen als Rauschstromquelle im cm-Wellengebiet und können z. B. zur Messung der Grenzempfindlichkeit verwendet werden. Die Röhren sind für eine Hohlleitereinspeisung konstruiert. Die Zündschaltung ist im Bild 1 dargestellt.

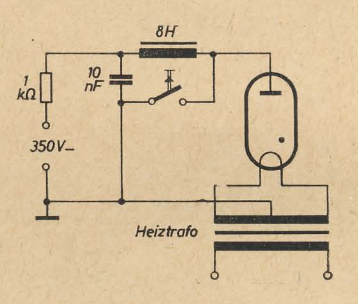


Bild 1: Zündschaltung

Technische Daten	KA 560 dVI[1])	KA 561 dVI[1])	KA 562 dVI[1])	KA 563 dVI[1])
Sockel	Lampensockel BA 15 d/26	Lampensockel BA 15 d/26	Lampensockel BA 15 d/26	Lampensockel BA 15 d/26
Gewicht in p	≈80	≈70	≈25	≈15
HEIZUNG				
direkt geheizte Oxidkatode				
Heizspannung U_f in V	2,0	2,0	2,0	2,0
Heizstrom I_f in A	3,3	3,2	2,0	1,9
Anheizzeit t_A in s	≧15	≧15	≧15	≧15
KENNWERTE				
Arbeitsgebiet bei λ in cm	10	7,5	3	1,25
innerer Spannungsabfall U_i in V	140	140	160	180
Anodenstrom I_a in mA	200	200	125	75
Anodenzündspannung U_z in kV	≧ 6	≧ 6	≧ 6	≧ 6
Rauschpegel in dB[2])	19,1	19,1	18,7	18,7
GRENZWERTE				
Anodenstrom $I_{a\,max}$ in mA	300	300	150	100
$I_{a\,min}$ in mA	100	100	50	50
Umgebungstemperatur $t_{Ugb\,max}$ in °C	+75	+75	+75	+75
$t_{Ugb\,min}$ in °C	—55	—55	—55	—55

[1]) Laborfertigung. [2]) Bezogen auf eine Temperatur von 300 °K im Meßaufbau

Aus der Reparaturpraxis

Sind unsere TV-Geräte servicefreundlich?

Diese Frage haben wir den Mitarbeitern von zwei Berliner Reparaturwerkstätten gestellt. Die Leiter beider Werkstätten beantworteten uns diese Fragen mit den nachfolgenden Ausführungen, die gewiß auch den Entwicklern der geräteherstellenden Industrie einige Anregungen geben werden.

D. Red.

Man muß grundsätzlich die bekannte Standard-Chassis-Reihe und deren Nachfolgetypen (wie „Stadion" und „Turnier") bei einer derartigen Beurteilung getrennt betrachten.

Beginnen wir mit der Standard-Chassis-Reihe. Im allgemeinen sind diese Geräte übersichtlich aufgebaut. Die Bauelemente sind für den Servicetechniker gut zugänglich. Das trifft jedoch nicht für einen Bauelementewechsel in der Zeilenendstufe (speziell Boosterspannungsteiler) der „Start"-Reihe zu. Hierbei ist die Lötleistenanordnung äußerst serviceunfreundlich. Auch die Kanalwählerwechselmöglichkeit beim TV-Gerät „Sibylle" ist wirklich keine Freude; hier muß der Skalenantrieb erst teilweise demontiert werden. Außerdem muß man bei dem TV-Gerät 53 ST 201 feststellen, daß eine Chassisaushängung erst nach Lösen einiger Lötverbindungen möglich ist. Hier wären Steckverbindungen angebracht. Darüber hinaus erschwert die fehlende Beschriftung der Druckplatten oftmals erheblich die Reparatur. Das trifft für alle Standardgeräte zu. Die Korrekturglieder hingegen sind günstig angeordnet und gut zugänglich. Eine Beschriftung hätte auch hier nicht schaden können. Eine weitaus schwerwiegendere Erscheinung ist die zunehmende Entstandardisierung der Geräte. Trotzdem von Standard-Chassis gesprochen wird, ergaben sich im Zuge der Weiterentwicklung erhebliche Änderungen. Hiervon wurden sämtliche Druckplatten, Zeilentrafos und Kanalwähler betroffen. Zur Zeit haben wir zwar Standardchassis, jedoch mit typengebundenen Baugruppen.

Bei den Nachfolgetypen der ursprünglichen Standardreihe kann man feststellen, daß einige der vorher aufgezeigten Mängel bereits beseitigt wurden. So ist z. B. der Kanalwähler des TV-Gerätes „Donja" mit Einschraubenbefestigung versehen. Außerdem sind die Anschlüsse auf Steckverbindung gesetzt. Zum Unterschied der Standardreihe mit Klappchassis haben die Nachfolgetypen Schwenkchassis. Die Schwenkrichtung findet in Fachkreisen geteilte Zustimmung. Bei den Nachfolgetypen „Stadion" und „Turnier" fanden neu entwickelte Druckplatten Anwendung. Hierbei wäre es jedoch wünschenswert, wenn die Druckplatten aller Gerätetypen von beiden Seiten gut zugänglich wären. Bedauerlicherweise wurde bei vielen Gerätetypen einer erleichterten Bildröhren- und Schutzglasreinigung kaum Rechnung getragen.

Da unsere TV-Geräteindustrie gezeigt hat, daß sie stets bemüht ist, die Wünsche der Kunden und Servicetechniker zu berücksichtigen, dürften in Zukunft derartige Erschwernisse in Fortfall kommen.

Abschließend und zusammenfassend kann unserer TV-Geräteindustrie bescheinigt werden, daß die Geräte im allgemeinen durchaus als servicefreundlich zu bezeichnen sind. Mit dieser Feststellung soll die Bedeutung des oben Aufgezeigten in keiner Weise gemindert werden.

Horst Ziegler

*

1. Alle Nachstellregler müßten sofort nach Abnahme der Rückwand zugänglich sein, und zwar ohne Herausklappen des Chassis.
   Beispiel: Kontrastgrobregler beim Standardchassis ist nur nach Herausklappen des Chassis zugänglich.
2. Das Schwenkchassis müßte im geöffneten Zustand einrasten.
   Beispiel: Für das Chassis der „Sibylle" findet man keinen Halt. Es klappt immer wieder zu.
3. Die bedruckte Seite von Leiterplatten darf nicht durch darübermontierte Bauelemente verdeckt werden. Sie erschweren Messungen und Bauteilwechsel.
   Beispiel: Hinter der Horizontalplatte des „Stadion" ist der Bildausgangstrafo montiert.
4. Das Reinigen der Bildröhre muß erleichtert werden. Zum Ausbau des Chassis und der Bildröhre dürften nicht so viele Leitungen wie bei der „Sibylle" abgelötet werden müssen.
   Vorschlag: Scheibe und Bildrahmen müßten von vorn herausnehmbar sein.
5. Auf Leiterplatten befindliche Bauelemente müßten mit Positionsnummern gekennzeichnet sein.
6. Steckverbindungen müßten gekennzeichnet und auf den Schaltplänen vermerkt sein.
   Beispiel: Bei Standardgeräten mit Tastensatz (die jedoch nicht mehr gefertigt werden) kann man das Chassis ohne dazugehörigen Tastensatz nicht in Betrieb nehmen. Das Heraussuchen der Anschlüsse für die Steckverbindungen (z. T. drei Stecker mit sechs Kontakten) ist mit großen Schwierigkeiten verbunden, da die Verzweigungen nicht im Schaltbild angegeben sind.
7. Leitungen in Kabelstämmen müßten gekennzeichnet sein, da Schlüsse und Unterbrechungen schwer auffindbar sind, wenn der Draht im Kabelstamm nicht optisch verfolgt werden kann.
   Vorschlag: Für Potential einheitliche Farben oder Manschetten.

Stark verbesserungswürdig ist beim TV-Empfänger „Stadion" die Montage des Automatikbausteines auf das Chassis. Um ihn herauszuschrauben, müssen auf der Rückseite des Chassis vier Schrauben gelöst werden, die schwer zugänglich sind.

Statt in den Automatikbaustein Gewinde zu schneiden, sollten die Gewindelöcher in das Chassis geschnitten werden; dadurch ließe sich der Automatikbaustein leichter anschrauben.

Ideal wäre, Löcher mit Nase in das Chassis zu stanzen, in die der Automatikbaustein mit seinen vier Schrauben eingehängt und festgeschraubt werden könnte.

Ebenfalls verbesserungswürdig war beim TV-Empfänger 53 St 201 die Auswechselmöglichkeit der Skalenlampen für UKW. Hierzu mußte das Chassis mit Bildröhre ausgebaut werden. Außerdem müßte bei zukünftigen Entwicklungen von Geräten mit Skalenlampen darauf geachtet werden, daß die Skalenlampen durch Heißleiter überbrückt werden, damit beim Ausfall einer Skalenlampe nicht das gesamte Gerät außer Betrieb gesetzt wird.

Nicht optimal gelöst wurde beim TV-Empfänger „Turnier", daß das Innere des Tuners nicht ohne Ausbau des Tuners zugänglich ist. Hinter der Leiterplatte vom Horizontalgenerator fehlt ein entsprechender Ausschnitt im Chassis.

Bei Demontage des frontseitigen Bedienungsfeldes des TV-Empfängers „Donja" müssen drei z. T. schwer zugängliche Schrauben gelöst werden.

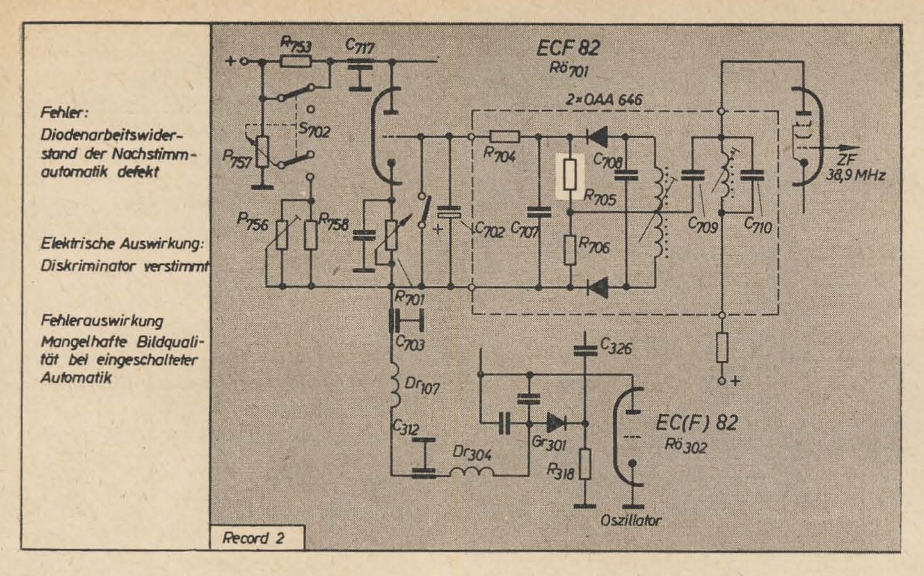
Bei der „Sibylle" war die Befestigung mit nur einer Schraube im Zentrum des Bedienungsfeldes möglich.

Karl-Heinz Finke

Defekte Abstimmautomatik beim „Record 2"

Die automatische Feinabstimmung dieses Empfängers arbeitete nicht einwandfrei. Es stellte sich kein sauberes Bild ein. Wurde jedoch die automatische Feinabstimmung abgeschaltet und der Oszillator mit der Handabstimmung eingestellt, so ließ sich die Oszillatorfrequenz regeln und ein sauberes Bild einstellen. Der Fehler konnte daher nur in der Abstimmautomatik liegen. Zunächst wurde die ECF 82 ausgewechselt, aber ohne Erfolg. Die Betriebsspannungen dieser Röhre besaßen die normalen Werte. Mit einem Meßsender wurde die Bildträger-ZF (38,9 MHz) an den Eingang der Abstimmautomatik gelegt und die Spannung am Ausgang des Diskriminators mit einem Röhrenvoltmeter gemessen. Bei einer Frequenz von 38,9 MHz der Eingangsspannung soll die Ausgangsspannung 0 V betragen. Dies traf nicht zu. Der Diskriminator ließ sich auch nicht richtig abgleichen. Eine kurze Fehlersuche zeigte, daß der eine Arbeitswiderstand des Diskriminators (R_{705}) hochohmig geworden war (Bild Seite 690). Nach Auswechseln des Widerstandes wurde der Diskriminator entsprechend der Abgleichvorschrift neu abgeglichen.

E. Forkheim



Diskriminatorschaltung im Record 2

Helligkeitsregelung beim „Forum" mangelhaft

Bei Aufdrehen der Helligkeit auf den Maximalwert wurde das Bild unscharf und die Helligkeit schwächer, ähnlich wie bei einem schwachen Hochspannungsventil. Die EL 81, EY 81 und besonders die DY 86 stellten sich nicht als Fehlerursache heraus, auch nicht die Fassung der DY 86. Beim Aufdrehen der Helligkeit wurde die Boosterspannung etwas kleiner und die Heizung der DY 86 ließ nach. Die Schienenspannung lag in der richtigen Höhe, jedoch waren die Zeilenimpulse am Gitter der Zeilenendstufe zu groß. Beim weiteren Überprüfen wurde R_{142} (300 kΩ) als Fehlerquelle (Unterbrechung) festgestellt. Nach Auswechseln von R_{142} war der Fehler behoben.

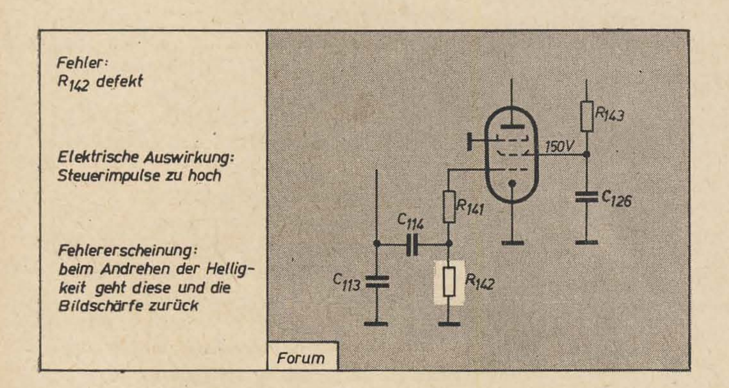
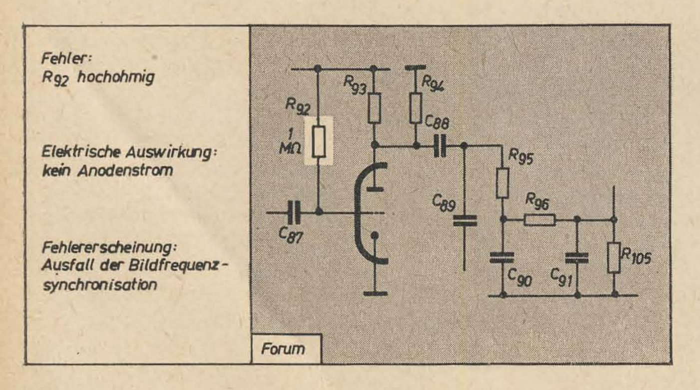


Bild beim „Forum" läuft und ist horizontal leicht verzogen

Bei diesem Fehler war die Bildfrequenzsynchronisation völlig ausgefallen. Die Impulse am Integrierglied C_{90}, R_{96}, C_{91} hatten nur etwa $^2/_3$ der Normalgröße von $8\ V_{ss}$. Auch an der Anode (Triode) von $Rö_{12}$ (ECF 82) waren sie zu gering, am Gitter jedoch in richtiger Größe. Die Spannungsmessung an dieser Stufe zeigte eine zu hohe Anodenspannung von 35 V. Die ECF 82 selbst und der Spannungsteiler an deren Anode zeigten keinen Fehler. Es konnte also noch der Gitterableitwiderstand R_{92} sein, was sich dann auch bestätigte. Nach Auswechseln von R_{92} lief das Gerät wieder einwandfrei.

Karlheinz Wittig



Mangelhafte Bild- und Tonqualität beim TV-Empfänger „Turnier"

Bild und Ton waren nur sehr mäßig vorhanden. Das Messen der wichtigsten Spannungen im Tuner und in der ZF-Stufe ergab keinen Erfolg. Ebenfalls stimmten auch die Spannungen in der Videostufe, mit nur geringfügigen Abweichungen, mit den in der Schaltunterlage angegebenen überein.

Ein nur sehr schwaches Rauschen ließ vermuten, daß der Fehler in der Videostufe zu suchen war.

Als Fehlerquelle ergab sich das fehlerhafte Arbeiten des Videodemodulators, hervorgerufen durch die Diode OA 626 (Gr_{401}), die nur noch geringe Sperrwirkung besaß.

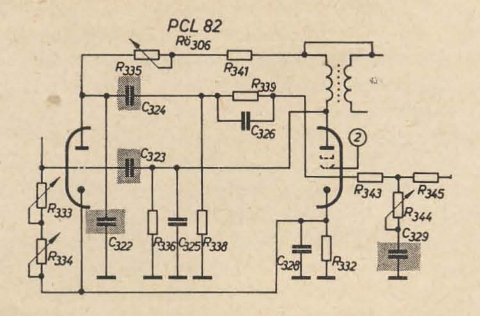
R. P. Wegner

Kondensatorausfälle bei einem TV-Empfänger „Berolina"

Bei diesem Empfänger ließ sich zunächst die Helligkeit nicht völlig zurückregeln. Die Ursache war ein Feinschluß von C_{227} (5 nF), wodurch das Gitter 1 der Bildröhre zusätzliche Spannung von der Anode der Vertikalendstufe erhielt.

Weiterhin wurde festgestellt, daß ohne Signal keine vertikale Amplitude vorhanden war. Das Bild ging periodisch auseinander und fiel schnell bis zum horizontalen Strich zusammen. Dies wiederholte sich innerhalb von 2 s. Bei vorhandenem Signal stand das Bild zwar, ließ sich aber in der Frequenz nicht korrigieren. Die Ursache war auch hier ein Feinschluß, und zwar von C_{323} (25 nF).

Ein weiterer Fehler äußerte sich als Bauchtanz des Bildes. Er steigerte sich mit zunehmender Erwärmung bis zur Unkenntlichkeit des Bildes.



Ein Feinschluß von C_{220} führte hierzu. Durch diesen defekten Kondensator erhielt das Gitter des Amplitudensiebes positive Spannung von der Videoanode.

Ebenfalls Feinschluß hatte zuletzt noch C_{329} (5 nF) im Gegenkopplungszweig der Vertikalendstufe. Die fehlerhafte Bildgeometrie (oben gedehnte Zeilenabstände und unten zu enge) deutete dies sofort an. Zwei weitere ebenfalls thermisch ungünstig liegende Kondensatoren C_{322} und C_{324} (0,1 μF) wurden auf Verdacht entfernt und zeigten viel zu niedrige Isolationswiderstände. Sämtliche Kondensatoren wurden durch Sikatrop- bzw. Duroplastkondensatoren ersetzt.

Johannes Römer

Fortsetzung von Seite 686

an Entfernung überbrückt. Die einzelnen Gruppen wurden als Bausteine aufgebaut. Bild 8 zeigt den Empfänger mit HF-Vorstufe, Pendelaudion, NF-Verstärker und Relaisstufe, Bild 9 den Sender mit Oszillator, Treiberstufe und Senderendstufe. Fast durchweg wurden 1/20-W-Widerstände, Miniaturkondensatoren und Miniaturtrimmer verwendet, was nur geringe Abmessungen der einzelnen Bausteine ermöglichte. Da es sich bei Sender und Empfänger um fest abgestimmte HF-Schwingkreise handelt, eignete sich der HWF-Transistor OC 883 trotz seiner sehr hohen Kollektorkapazität für dieses Fernsteuergerät bei 27,12 MHz recht gut. Wenn auch die geringe maximale Kollektor-Emitter-Spannung der noch notwendigen größeren Sendeleistung Grenzen setzt, konnte durch den Aufwand von zwei HF-Transistoren im Empfänger die notwendige Empfindlichkeit erreicht werden, um mit Sicherheit 400 m zwischen Sender und Empfänger zu überbrücken. Oszillator- und Treiberstufe im Sender sind so dimensioniert, daß sie jederzeit zwei Transistoren mit größerer maximaler Kollektor-Emitter-Spannung und somit größerer HF-Ausgangsleistung im Gegentakt noch durchsteuern können. Der NF-Oszillator kann anders dimensioniert werden, zumal bei diesem Gerät nicht unbedingt eine Sinusspannung benötigt wird. Der hier verwendete Baustein hatte sich jedoch bei anderen Geräten schon bewährt.

Der Aufwand an Meßgeräten ist sehr hoch, so daß es mit einfachen Mitteln kaum möglich ist, Sender und Empfänger einwandfrei abzustimmen.

Literatur

[1] Richter, H.: Technik der Funkfernsteuerung. Fortsetzungsreihe. Funktechnik 14 (1959) H. 23 bis 15 (1960) H. 8

[2] Lennarts und Taeger: Transistorschaltungstechnik

[3] Nowack, F., und Gebauer, W.: Die rechtliche Neuregelung des Modellfunks. radio und fernsehen 8 (1959) H. 20 S. 662

[3] Hielscher, J.: Transistorschaltungen der Funkfernsteuerungstechnik. radio und fernsehen 11 (1962) H. 2 S. 59—64

[5] Electronus: Hochfrequenz-Kleinleistungsoszillatoren und -verstärker mit Transistoren. radio und fernsehen 12 (1963) H. 15 S. 467

Wickelangaben

zu Bild 1

L_1: Prim.: 17 Wdg. 0,5 mm ∅ CuL
Anzapfung (von unten nach oben gezählt) bei der 5. Wdg. auf zyl. Polystyrolkörper 6 mm ∅, 10 mm Länge
Sek.: 2 Wdg. 0,5 mm ∅ CuL

L_2: 21 Wdg. 0,4 mm ∅ CuL, 1,22 μH
Anzapfung nach der 5. Wdg. vom kalten Ende her gezählt. Spulenkörper wie L_1

L_3: 17 Wdg. 0,8 mm ∅ CuL
auf Polystyrolkörper 6 mm ∅ ohne Kern, 0,88 μH

L_4: 11 Wdg. 0,6 mm ∅ CuL
auf 13 mm gedehnt, auf Polystyrolkörper 8 mm ∅, 0,85 μH mit KW-Kern

Dr: 85 Wdg. 0,2 mm ∅ CuL auf Polystyrolkörper 6 mm ∅, 50 μH

zu Bild 3

L_1: Prim.: 25 Wdg. 0,2 mm ∅ CuL auf zyl. Polystyrolkörper 6 mm ∅, 10 mm Länge
Sek.: 5 Wdg. 0,3 mm ∅ auf gleichem Spulenkörper

zu Bild 6

L_1: 20 Wdg. 0,3 mm ∅ CuL, 2,2 ··· 2,4 μH, Anzapfung nach 2 Wdg., Spulenkörper wie L_1 im Bild 1

L_2: 15 Wdg. 0,3 mm ∅ CuL, ··· 1,8 μH Spulenkörper wie L_1 im Bild 1

Dr: 40 Wdg. 0,15 mm ∅ CuL auf Maniferzylinderkern, etwa 3 mm ∅, 12 μH

$Ü_1$: Prim.: 1100 Wdg. 0,06 mm ∅ CuL, 210 mH
Sek.: 150 Wdg. 0,10 mm ∅ CuL auf Schalenkern von VEB Keramische Werke Hermsdorf, Typ: 6051.10 — 1 : 6 Ag, 18 × 14 mm, A_L-Wert 180 ± 9, Luftsp. 0,2 mm

$Ü_2$: Prim.: 1700 Wdg. 0,06 mm CuL, etwa 520 mH, Anzapfung bei 260 Wdg.
Sek.: 70 Wdg. 0,08 mm ∅ CuL, Anzapfung bei 40 und 55 Wdg. Kern wie $Ü_1$

$Ü_3$: Prim.: 1360 Wdg. 0,06 mm ∅ CuL, etwa 330 mH, Anzapfung bei 240 Wdg.
Sek.: wie $Ü_2$, Kern wie $Ü_1$

Rel_1 und Rel_2: 400 Ω Wicklungswiderstand, zwei Wechsler, min. Anzugsstrom 12 mA

zu Bild 7

L_3: 1700 Wdg. 0,06 mm ∅ CuL, etwa 520 mH, Kern wie $Ü_1$ im Bild 6

L_4: 1360 Wdg. 0,06 mm ∅ CuL, etwa 330 mH, Kern wie $Ü_1$ im Bild 6

Aus Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 12 (1964)

■ **Die Halbleiterblocktechnik, ein Weg zur Realisierung elektronischer Mikrosysteme**

In einem Übersichtsartikel wird die Herstellung von elektronischen Mikrosystemen in der Halbleiterblocktechnik beschrieben und ihre Vor- und Nachteile gegenüber anderen Techniken diskutiert.

■ **Neue logische Schaltung in Dioden-Transistor-Technik**

Logische Schaltungen mit Transistoren weisen Nachteile auf, die den Aufwand von komplexeren Systemen erheblich steigern können. Um die Zuverlässigkeit zu erhöhen, werden die logischen Grundschaltungen mit einer minimalen Anzahl von aktiven und passiven Bauelementen aufgebaut. Aufbau und Wirkungsweise dieser (Dioden-Transistor-Logik) Schaltung werden erläutert.

■ **Zur emissionsmikroskopischen Abbildung von halbleitenden Materialien und Erzmineralen mit spezifischen Widerständen bis etwa $10^6\,\Omega \cdot cm$**

■ **Negativ-Gyratoren zur spulenlosen Realisierung negativer Induktivitäten**

Mit einem auf Konverterbasis aufgebauten Negativ-Gyrator sind ohne Verwendung von Spulen negative Induktivitäten realisiert worden. Die Schaltung enthält lediglich einen negativen ohmschen Widerstand; die Anforderungen an den beteiligten Konverter sind deshalb gering.

■ **Die Ersatzschaltung von Transistoren im nichtisothermen Betrieb**

■ **Schaltungen zur elektrischen Modellierung der elementaren Operationen „min" und „max" in der Analogietechnik**

■ **Verfahrenstechnische Erläuterungen zur Präzisions-Entfernungsmessung mit Dauerstrich**

■ **Der Matrix-Komparator — ein neuartiges Koaxial-Vierpolmeßgerät**

■ **Struktur von Vermittlungssystemen mit Koordinatenschaltern**

■ **Die Elektronik und ihre Nachbarwissenschaften**

■ **Filterkatalog**

Elektrischer Unfall durch Meßgerät

KNUT EINER

Bei Messungen mit dem Service-Impuls-Oszillograf EO 1/77 U „Sioskop" des VEB Technisch-Physikalische Werkstätten Thalheim kam es in einer Entwicklungsstelle der Deutschen Reichsbahn zu einem elektrischen Unfall, der nur durch glückliche Umstände zu keinen ernsthaften Folgen führte.

Was war geschehen? Ein Mitarbeiter berührte unbeabsichtigt nach dem Herausziehen des Netzsteckers des obengenannten Gerätes aus der Steckdose (Netzspannung: 220-V-Wechselspannung) mit einer Hand gleichzeitig beide Steckerstifte und erhielt dadurch einen kräftigen elektrischen Schlag. An den Berührungsstellen entstanden deutliche Brandmarken.

Bei der anschließenden Rekonstruktion des Vorfalles wurde zunächst festgestellt, daß sich der Netzschalter des Gerätes in der Stellung „Ein" befand und daß alle Schuko-Kontakte in einwandfreiem Zustand waren.

Mit einem Röhrenvoltmeter vom Typ URV 2 wurde nun die Spannung zwischen den beiden Steckerstiften nach dem Herausziehen aus der Steckdose gemessen. Sie betrug im ersten Augenblick maximal 440 V, nach 20 s 350 V, nach 1 min 235 V, nach 2 min 125 V und nach 4 min noch 38 V.

Berücksichtigt man, daß das URV 2 bei der Gleichspannungsmessung einen Eingangswiderstand von R = 12,2 MΩ hat, so ergibt sich über die Beziehung

$$u_t = U_0 \cdot e^{-\frac{t}{C \cdot R}}$$

und daraus mit

$$C = \frac{t}{R \cdot \ln \frac{U_0}{u_t}}$$

mit den Meßwerten eine Kapazität von

$$C \approx 8\,\mu F$$

Diese Kapazität und die maximal gemessene Spannung ergeben eine Ladung von

$$Q = CU = 8 \cdot 10^{-6}\,As \cdot V^{-1} \cdot 440\,V$$
$$Q = 3{,}52 \cdot 10^{-3}\,As$$

Nach der einschlägigen Literatur [1] kann der Widerstand des menschlichen Körpers mit $R \approx 3000\,\Omega$ angenommen werden. Die Stromstärke, die für die Gefährdung des Menschen die entscheidende Rolle spielt, ergibt sich hier zu

$$i_t = \frac{U_0}{R} \cdot e^{-\frac{t}{C \cdot R}}$$

Mit $U_0 = 440$ V, $R = 3000\,\Omega$ und $C = 8\,\mu F$ fließt zur Zeit t = 0 ein Strom von

$$i_0 = 147\,mA$$

Nach $t_1 = 24$ ms beträgt der Strom noch

$$i_1 = 54\,mA$$

und die Spannung noch

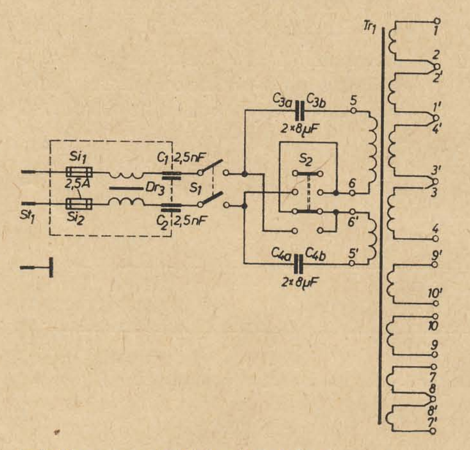
$$U_1 = 160\,V$$

Bei diesen Überschlagsrechnungen ist noch nicht berücksichtigt, daß der Widerstand der menschlichen Haut, der zunächst mit durchschnittlich $R \approx 1000\,\Omega$ je Berührungsfläche angesetzt werden kann, nach kurzer Einwirkzeit gegen Null geht (die Haut ist „durchbrochen") und demzufolge die Stromstärke zunimmt.

Über die gefährlichen Stromstärken findet man in der Literatur [2] [3] Werte von

I = 30 mA für gerade noch erträglich
und
I = 100 mA für den sicheren Tod.

Hierbei sind allerdings Dauerstromstärken angenommen. Das trifft im geschilderten Fall



Schaltungsausschnitt des Netzteiles

nicht zu, doch ist die vorhandene Ladung imstande, die für eine Bewußtlosigkeit genügende Stromstärke von I = 40 mA [4] über eine Zeit von t = 87,5 ms zu liefern. Da aber zum gegenwärtigen Zeitpunkt noch nicht bekannt ist, ob bei kurzen Einwirkzeiten ($t \leq 150$ ms) Menschen höhere Stromstärken vertragen, ist beispielsweise in den Vorschriften für zulässige Gefährdungsspannungen in Fernmeldeanlagen durch Starkstrombeeinflussung [5] bei Einwirkzeiten von $0 \leq t \leq 150$ ms für das Bedienungspersonal eine maximale Wechselspannung von 150 V und für das Instandhaltungspersonal von 300 V festgelegt.

Übertragen auf den geschilderten Fall muß die bestehende Situation als sehr gefährlich bezeichnet werden. Nur dem glücklichen Umstand, daß die beiden Berührungsstellen an einer Hand und nur ungefähr 2 cm voneinander entfernt lagen, ist es zu verdanken, daß der Verunglückte mit dem Schrecken davongekommen ist. Wird der Netzstecker gezogen und es liegen im ersten Moment U = 440 V vor, so sind nach einer Stunde noch 280 V und nach 2 Stunden noch 220 V gemessen worden (ebenfalls mit dem URV 2, nur jetzt kurzzeitig, so daß sich die Spannung über den Geräteeingangswiderstand kaum entladen kann).

Bei der gemessenen Kapazität handelt es sich zweifellos um die Kondensatoren C_{3a}, C_{3b}, C_{4a} und C_{4b} (siehe Bild), die zur begrenzten Spannungsstabilisierung an dieser Stelle des Gerätes eingebaut worden sind. Durch den mit den Primärwicklungen gebildeten Reihenresonanzkreis entsteht eine Spannungsüberhöhung, die ja auch maximal mit der doppelten Netzspannung gemessen wurde. Der Spannungswert ist selbstverständlich abhängig vom Augenblickswert der Netzspannung beim Herausziehen des Steckers.

Abschließend kann gesagt werden, daß, wenn schon keine sichere Schaltung möglich ist, zumindest in der Gerätebeschreibung und auch am Gerät selbst entsprechende Hinweise aufgenommen und angebracht werden müssen, die auf die bestehende Gefahr hinweisen.

Dieselbe Gefahr besteht bei vorliegender Schaltung auch, wenn zwar zunächst vor dem Ziehen des Netzsteckers der Netzschalter in die „Aus"-Stellung gebracht wurde, später aber der Netzschalter wieder in die Stellung „Ein" gelegt wird.

Der Hersteller wurde von diesem Vorfall in Kenntnis gesetzt. Außerdem ist in diesem Zusammenhang sicher die Meinung des DAMW von Interesse, zumal das Gerät das Gütezeichen 1 trägt.

Literatur

[1] Freiberger, H.: Der elektrische Widerstand des menschlichen Körpers gegen technischen Gleich- und Wechselstrom. Springer-Verlag 1934

[2] Koeppen, S.: Erkrankungen der inneren Organe und des Nervensystems nach elektrischen Unfällen. Hefte zur Unfallheilkunde, Springer-Verlag Berlin, Göttingen, Heidelberg 1953, H. 34

[3] Löbl, O.: Messungen über die tödliche Stromstärke. ETZ-A 80 (1959) H. 4

[4] Kouwenhoven, W. B.: Elektric defibrillation. Electric Engeneering 74 (1955) S. 218

[5] Leitsätze für Maßnahmen bei Beeinflussung von Fernmeldeanlagen durch Drehstromanlagen. Ausgabe 1963

Einige Bemerkungen zur Redundanz von Bauelementen

O. KRONJÄGER

Bei der Entwicklung von elektronischen Systemen muß man sich in erhöhtem Maße mit deren Betriebszuverlässigkeit beschäftigen. Diese Notwendigkeit besteht besonders deshalb, weil infolge der Kompliziertheit der Systeme vielfach die Anzahl der Bauelemente zunimmt. Andererseits hängt von der Funktionsfähigkeit der Geräte teilweise menschliches Leben ab. Schließlich müssen ökonomische Überlegungen Berücksichtigung finden. Eine der Maßnahmen, ein System zuverlässiger zu entwickeln, besteht in der Anwendung von Redundanz.

Einleitung

Der Begriff Redundanz, übernommen aus der englischen Sprache, kennzeichnet die Mehrfachausführung gleichartiger Bauelemente, Baugruppen, Geräte oder Anlagen für dieselbe Funktion. Aus der Literatur geht hervor, daß man von der Redundanz von Systemen [1] [2], zur Redundanz von Bauelementen übergehen kann [3]. Danach kann man dieselben in sog. „kalter" bzw. „heißer" Reserve anordnen.

Die letztgenannte Möglichkeit bei den Bauelementen Widerständen, Kondensatoren und Dioden wird im folgenden im praktischen Einsatz besprochen. Voraussetzung ist, daß sich die Elemente in ihrer Kombination dauernd im Stromkreis befinden. Fällt ein Element aus, übernehmen die übriggebliebenen Bauelemente die weitere Funktion. Also bleibt dadurch das System weiter betriebsfähig. Es liegt allerdings die Überlegung nahe, inwieweit das System noch voll seine Ausgangswerte abgibt. Sieht man von einigen Spezialschaltungen ab, so wird allgemein bei Ausfall eines Bauelementes der Mehrfachausführung zwar nicht das System die Funktion völlig einstellen, aber der abzugebende Ausgangswert erfährt eine Abweichung. Diese hängt vom Aufwand der in Redundanz geschalteten Bauelemente ab.

Beispielsweise könnte man eine Funkverbindung aufrechterhalten, wenn durch Ausfall des Schirmgitterwiderstandes einer Verstärkerstufe an seiner Stelle die redundanten Widerstände einen weiteren Betrieb ermöglichen. Allerdings wird die abgegebene Senderleistung einen geringeren Wert haben. Ohne Redundanz wäre aber bei Ausfall desselben Widerstandes kein Betrieb mehr möglich. Legt man den Schwerpunkt der Überlegungen auf die Dimensionierung der in heißer Reserve geschalteten Bauelemente, so kann man mit einiger Näherung die in [3] diskutierten Ausfallraten zugrunde legen. Die Verteilung der Zufallsausfälle des einzelnen Bauelementes sollen exponentiell sein.

Widerstände

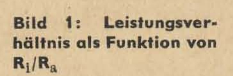
Im allgemeinen fallen Widerstände durch Unterbrechung aus. Befinden sich Widerstände in einem Stromkreis, so kann man einen Ausfall dadurch verhindern, daß man beispielsweise n Widerstände parallel schaltet. Man müßte sie allerdings so dimensionieren, daß durch den Ausfall eines Widerstandes die übrig gebliebenen Widerstände der n-fachen Parallelschaltung nicht überlastet werden. Zur Abgrenzung der Verhältnisse wird von einem weiteren Ausfall der in Redundanz angeordneten Widerstände Abstand genommen. Ferner mögen die Ströme im Kreis, bei Ausfall eines Widerstandes, lineare Abhängigkeit besitzen. Schließlich ist die an der Widerstandskombination abfallende Wechselstromleistung gegenüber der verbrauchten Gleichstromleistung zu vernachlässigen. Hat man nun einen Stromkreis, in welchem am Lastwiderstand R_a die Leistung P_a verbraucht wird, dann gilt mit der Urspannung E

$$P_a = E^2 \frac{1}{R_a \left(\frac{R_i}{R_a} + 1\right)^2} \qquad (1)$$

Gemessen an der Zahl der Widerstände ist eine n-fache Parallelschaltung am zuverlässigsten. Bei einem möglichen Ausfall einer derartigen Anordnung verändert sich der Widerstand R_a in $R_a' = a \cdot R_a$. Demnach findet dann der Leistungsverbrauch P_a' statt. Das Verhältnis der Leistungen vor und nach dem Ausfall ergibt

$$\frac{P_a'}{P_a} = a \left[\frac{\frac{R_i}{R_a} + 1}{\frac{R_i}{R_a} + a}\right]^2 \qquad (2)$$

Im Bild 1 ist das Verhältnis P_a'/P_a als Funktion von R_i/R_a ersichtlich. R_i ist der Innenwiderstand der Stromquelle. Der Grad der Widerstandsänderung infolge Ausfall eines Widerstandes der redundanten Schaltung soll mit a gekennzeichnet sein. Wäre beispielsweise $n = 2$ (was einer Parallelschaltung aus zwei Widerständen entspräche), so wäre a ebenfalls 2. Aus dem Bild ist weiter zu erkennen, daß die Widerstände für doppelte Last auszulegen sind, wenn R_i/R_a gegen ∞ geht. Daraus ergäbe sich die Sicherheit gegen Überlastung für den übriggebliebenen Widerstand. Eine Veränderung von R_a bei Ausfall eines Widerstandes der redundanten Schaltung wirkt sich natürlich auf die Ausgangsgröße des Systems aus. In einer vierfachen Parallelschaltung könnte man die Widerstände über einen größeren Bereich von R_i/R_a mit je einem Viertel der Last P_a dimensionieren.



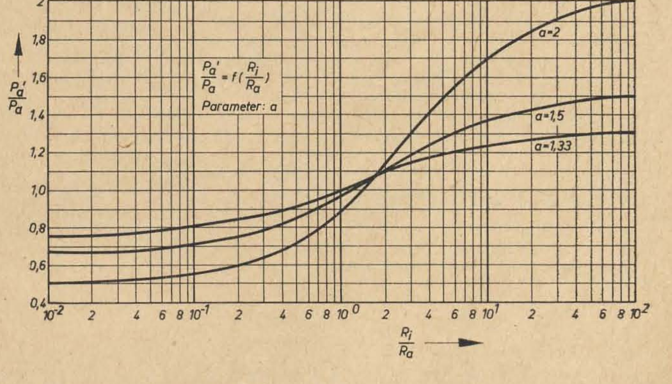


Bild 1: Leistungsverhältnis als Funktion von R_i/R_a

Für

$$\frac{R_i}{R_a} = \frac{a - \sqrt{a}}{\sqrt{a} - 1}$$

bleibt die Belastung der nach dem Ausfall eines Widerstandes noch übriggebliebenen unverändert. Aus dem Erörterten ist zu entnehmen, daß der p-Faktor vom Verhältnis R_i/R_a sowie von n beeinflußt wird.

In den Fällen, wo mit Rücksicht auf R_i/R_a die Widerstände überdimensioniert werden müssen, verringert sich der p-Faktor jedes Elementes, solange die volle n-fache Schaltung noch arbeitet. Nach [5] ändern Schichtwiderstände ihren p-Faktor in Abhängigkeit der elektrischen Last sowie der Umgebungstemperatur. Bei konstanter Temperatur gilt für den Faktor

$$p = p_N \cdot z \cdot f_1 (P) \qquad (3)$$

In dieser Gleichung ist p_N der p-Faktor unter Nennbedingungen, z soll den Funktionswert f_2 (T) des Einflusses der Temperatur angeben und f_1 (P) gibt den Einfluß der Betriebslast zur Nennlast an.

Infolge der redundanten Anordnung verringert sich der resultierende p-Faktor gegenüber dem p-Faktor des Einzelwiderstandes. Eingangs wurde vorausgesetzt, daß bei Ausfall eines Widerstandes die Anordnung unvermindert weiter in Betrieb sein kann, ohne daß die übriggebliebenen Widerstände überlastet würden. Zur Bestimmung der Ausfallrate einer n-fachen Parallelschaltung geht man zweckmäßig von der Definition der Ausfallrate aus. Für sie gilt

$$Z(t) = \frac{1}{P(t)} \cdot \frac{dF(t)}{dt} \qquad (4)$$

Hierin ist P (t) die Überlebenswahrscheinlichkeit (in der Literatur auch mit Betriebszuverlässigkeit bezeichnet). Ihre Definition beinhaltet, mit welcher Wahrscheinlichkeit die Betriebszeit t bei voller Funktion überstanden

wird. Da schon erklärt wurde, daß beim Ausfall eines Widerstandes der ursprüngliche Widerstandswert mehr oder weniger verletzt wird, müßte man P(t) kennzeichnen. Das ist allerdings um so weniger erforderlich, je geringer die Betriebszeit t gegenüber der mittleren Lebensdauer der gesamten Anordnung ist. Für diesen Fall gelten die weiteren Betrachtungen. Die Ausfallwahrscheinlichkeit in Gl. (4) ist

$$F(t) = 1 - P(t) \quad (5)$$

Für eine Parallelschaltung mit n gleichen Elementen in heißer Reserve ist

$$P(t)_p = 1 - (1 - P(t)_n)^n \quad (6)$$

$P(t)_n$ ist die Überlebenswahrscheinlichkeit des Einzelwiderstandes. Vereinbarungsgemäß ergibt sich für sie

$$P(t)_n = e^{-pt}$$

Setzt man diesen Wert in Gl. (6) ein, dann $P(t)_p$ in Gl. (5) und differenziert man diesen Ausdruck, dann wird mit Gl. (4) schließlich

$$Z(t)_p = n \cdot p \frac{(1 - e^{-pt})^{n-1} \cdot e^{-pt}}{1 - (1 - e^{-pt})^n} \quad (7)$$

Wird nun $p \cdot t \leq 0{,}1$ angenommen, so vereinfacht sich Gl. (7) in

$$Z(t)_p \approx n \cdot p\,(1 - p \cdot t)\,(p \cdot t)^{n-1} \quad (8)$$

Man sieht, die Ausfallrate ist gegenüber der oft anzutreffenden Reihenschaltung zeitabhängig geworden. Ist beispielsweise $p \cdot t = 10^{-3}$, so ist $Z(t)_p$ etwa 500mal kleiner als p, aber für $p \cdot t = 10^{-1}$ nur 5mal. Daraus folgt, daß man wesentlich mehr geringe Betriebszeiten durchführen kann, wie ohne redundante Ausführung. Schließlich sei die Zeit genannt, wenn die Kombination zum ersten Mal ausfallen würde.

$$T_p = \int_0^{\infty} P(t)_p \, dt = \sum_{i=1}^{n} \cdot \frac{T}{i} \quad (9)$$

Betrüge z. B. n = 3, dann wäre $T_{3p} = 1{,}83 \cdot T$. T ist die mittlere Lebensdauer des Einzelwiderstandes. Aus dem Geschilderten folgt, daß engtolerierte Widerstände, wenn sie schon in einer Schaltung unumgänglich sind, sehr überdimensioniert werden sollten.

Kondensatoren

Ähnlich wie der Widerstand ist der Kondensator ein häufig anzutreffendes Bauelement in elektronischen Systemen. Die Ausfallmöglichkeiten sind infolge Kurzschluß zwischen den „Platten" bzw. Unterbrechung zum Plattenanschluß gegeben. Allerdings unterscheidet die Ausfallrate, bezüglich der Zufallsausfälle, nicht zwischen diesen Ausfallmöglichkeiten. Konzentriert man sich auf den Plattenschluß, so wäre wohl die einfachste redundante Schaltung die Reihenschaltung zweier Kondensatoren.

Von den vielen Anwendungsmöglichkeiten des Kondensators sei davon ausgegangen, daß am Kondensator eine Gleichspannung liegt, die mit einer Wechselspannung überlagert ist. Sie kann demnach als Indikator dafür angesehen werden, daß durch Kurzschluß des einen Kondensators der redundanten Anordnung die jetzt wirkende Kapazität die Betriebsverhältnisse des Systems verändert. Auch hier muß wieder vereinbart werden, welche veränderten Ausgangswerte des Systems noch zugelassen sind. Faßt man die redundante Anordnung der Kondensatoren als Last für einen Wechselspannungsgenerator auf, so möge der gesamte Wirkwiderstand vor den Kondensatoren als Innenwiderstand des Generators dienen (Bild 2). Der Betrag der Spannungsteilung zwischen R_i und dem Blindwiderstand der Kapazität ist

$$w = \frac{U}{U_C} = \sqrt{1 + (\omega C \cdot R_i)^2} \quad (10)$$

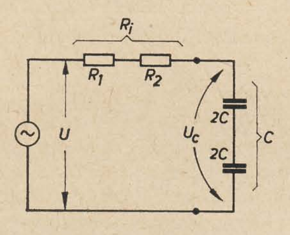


Bild 2: Kondensatorbelastung eines Generators

Tritt Plattenschluß eines Kondensators ein, so hätte man plötzlich die doppelte Kapazität. Allgemein b-mal der früher vorhandenen Kapazität. Das Spannungsteilerverhältnis ändert sich. Daher ist die Abweichung

$$\frac{\Delta w}{w} = \sqrt{1 + \frac{b^2 - 1}{\left(\frac{X_C}{R_i}\right)^2 + 1}} - 1 \quad (11)$$

Im Bild 3 ist in Abhängigkeit von X_C/R_i die Abweichung vom ursprünglichen Spannungsteilerverhältnis angegeben. Man erkennt, beispielsweise für b = 2 — was der Reihenschaltung zweier Kondensatoren entspricht — eine Abweichung von 10% des Spannungsteilerverhältnisses, wenn $X_C/R_i = 3{,}6$ beträgt. Besteht also die Notwendigkeit der redundanten Ausführung von Kapazitäten, so kann man mit Hilfe des Diagramms ermitteln, in welchem Maße der Ausgangswert des Systems sich verändern wird. In verschiedenen Fällen wirkt sich infolge eines vermeintlichen Kurzschlusses des Kondensators in der redundanten Ausführung kaum eine Vergrößerung der Kapazität auf die Funktionsfähigkeit des Systems aus. Die Erhöhung der Siebwirkung in einem Netzteil hat wohl noch niemandem geschadet! Bezüglich der an den Kondensatoren liegenden Gleichspannung ist vorzusehen, daß bei Ausfall eines Kondensators die anderen nicht auch noch durchschlagen können. Demnach sind alle Kondensatoren für die volle Gleichspannung auszulegen. Die Veränderung des p-Faktors eines Kondensators als Funktion der Betriebsspannung und der Umgebungstemperatur ergibt nach [5]

$$p = p_N \left(\frac{U_B}{U_N}\right)^k \cdot \exp\left(\frac{\vartheta - \vartheta_N}{\vartheta^*}\right) \quad (12)$$

U_B ist die Betriebsspannung und U_N die Nennspannung. Bei gleicher Temperatur ϑ kürzt sich dieselbe bei der folgenden Verhältnisbildung heraus. Infolge der Redundanz teilt sich die anliegende Spannung auf, so daß der p-Faktor des einzelnen Kondensators während der intakten Redundanz schon deshalb herabgesetzt wird. Bei zwei in Reihe befindlichen Kondensatoren gilt deshalb für

$$p' = p\,(0{,}5)^k \quad (13)$$

Der Exponent k charakterisiert die Art des verwendeten Dielektrikums [5]. Für Papierkondensatoren wird z. B. k = 4 angegeben. Man könnte danach p' in die Gln. (7) und (8) einsetzen und erhielte die Ausfallrate der in Reihe geschalteten Kondensatoren. Demnach gilt die Angabe der Ausfallrate einer Parallelschaltung bezogen auf eine Schaltung im Zuverlässigkeitssinne.

Berücksichtigt man nun beide Möglichkeiten des Ausfalls eines Kondensators, muß eine Kombination nach Bild 4 Verwendung finden. Unter der Voraussetzung gleicher Kapazität würde beim Kurzschluß eines Kondensators

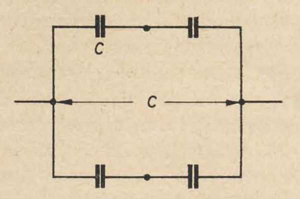


Bild 4: Redundante Anordnung von Kondensatoren

der Faktor b = 1,5 und bei einer Unterbrechung b = 0,5 betragen. Obwohl in dieser Anordnung beide Möglichkeiten des Ausfalls in Erwägung gezogen werden, findet eine Aufspaltung der gesamten Zuverlässigkeit statt. Im Falle des vermeintlichen Kurzschlusses addieren sich die Ausfallraten beider Zweige. Der genannte Ausfall hätte aber nur die Reihenschaltung notwendig gehabt. Gemäß Bild 5

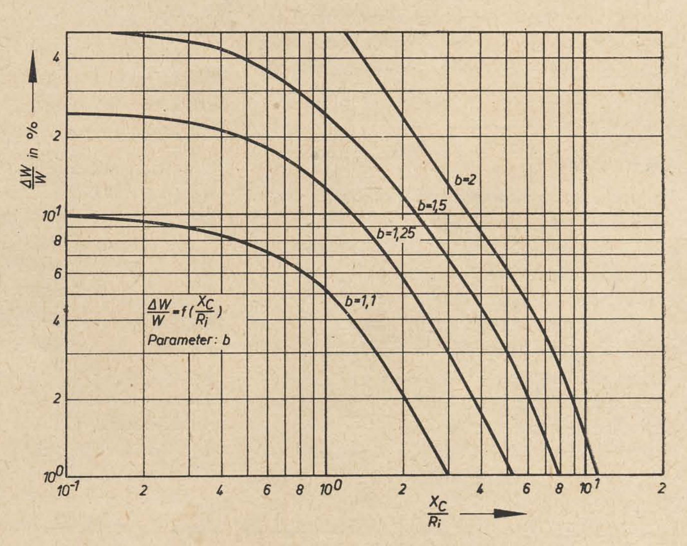


Bild 3: Abweichung des Spannungsteilerverhältnisses

findet aber eine Reihen- und Parallelschaltung im Zuverlässigkeitssinne Anwendung. Für kleine Betriebszeiten ergibt sich folgende Ausfallrate:

$$Z(t)_{ps} \approx n \cdot m \cdot p^m \cdot t^{m-1} \qquad (14)$$

Wäre beispielsweise $n = m = 2$ und $p \cdot t = 10^{-4}$, dann ist $Z(t)_{ps} \approx 4 \cdot 10^{-4} \cdot p$. Hätte man dagegen nur mit einer Unterbrechung zu einem Anschluß einer Kondensatorplatte zu rechnen,

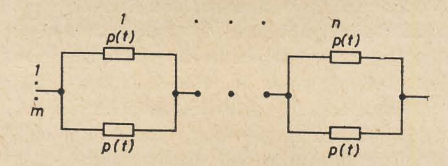


Bild 5: Reihen- und Parallelschaltung im Zuverlässigkeitssinne

so bringt eine Reihenschaltung zweier Kondensatoren keine Verbesserung gegenüber einem Kondensator. Zwei dieser Reihenschaltungen hätten aber eine redundante Wirkung. Hier könnte man die Ausfallrate nach Gl. (8) angeben. Bei gleichem $p \cdot t = 10^{-4}$ würde $Z(t)_p \approx 2 \cdot 10^{-4} \cdot p$. Wenn schließlich beide Ausfallmöglichkeiten auftreten, müßte die Ausfallrate zwischen den angegebenen Werten liegen.

Abschließend können folgende Feststellungen getroffen werden:

Kondensatoren, die vorwiegend durch Kurzschluß ausfallen, lassen sich mindestens durch eine Reihenschaltung zweier Kondensatoren redundant ausführen. Will man außerdem noch Unterbrechungen am Kondensator berücksichtigen, dann muß man die Anordnung gemäß Bild 4 anwenden. Eine Abschätzung der Veränderung der Ausgangswerte eines Systems ist mit Gl. (11) gegeben.

Die in Redundanz geschalteten Kondensatoren müssen überdimensioniert werden. Es muß ja der Fall bedacht sein, daß durch Kurzschluß eines Kondensators nun die volle Betriebsspannung an dem jetzt noch vorhandenen Kondensator liegt. Also muß sich die Ausfallrate jedes Einzelkondensators solange herabsetzen, wie noch kein Ausfall eines Kondensators eingetreten ist.

Dioden

Ausfälle von Dioden bzw. Gleichrichtern kommen in den meisten Fällen einem Ausfall des Systems gleich. Es liegt nahe, auch derartige Bauelemente redundant auszuführen.

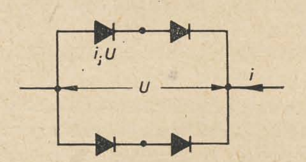


Bild 6: Redundante Anordnung von Dioden

Man kann hier ähnliche Überlegungen anstellen wie bei den Kondensatoren, denn bei Dioden kann auch ein Elektrodenschluß oder eine Unterbrechung zum Ausfall führen. Man kann eine Schaltung nach Bild 6 verwenden. Die Ausfallrate läßt sich wie bei den Kondensatoren errechnen. Auch hier muß jedes Einzelelement so ausgelegt sein, daß es ohne Schaden allein arbeiten kann. In Verbindung mit den in [6] dargestellten Beziehungen über Gleichrichtung ist ersichtlich, welche Veränderungen das Spannungsverhältnis U/û erfährt, wenn sich R_i/R_a ändert. Danach erleidet das Verhältnis keine großen Änderungen, wenn eine Diode infolge Kurzschluß ausfallen sollte (bei der redundanten Schaltung). Demnach kann eine redundante Schaltung von Gleichrichtern gute Dienste leisten.

Zusammenfassung

Zur Erhöhung der Betriebszuverlässigkeit von elektronischen Systemen ist die Redundanz von Bauelementen ein geeignetes Mittel. An diese Kombinationen sind die Forderungen zu stellen, daß bei Ausfall eines Elementes die übrigen Elemente nicht überlastet werden. Eine Dimensionierung kann in Verbindung mit dem Innenwiderstand der Stromquelle vorgenommen werden. Allgemein sind die Betriebszeiten für die redundante Schaltung sehr klein, so daß x-mal diese Zeit durchlaufen werden kann, bevor ein von diesen Schaltungen herrührender Ausfall das System funktionsunfähig macht. Da die Bauelemente überdimensioniert sein müssen (nämlich bei Ausfall eines anderen Elementes), wird der p-Faktor des Einzelelementes für die Dauer der redundanten Tätigkeit herabgesetzt. Eng tolerierte Widerstände ohne Redundanz sollte man überdimensionieren. Widerstände werden in Redundanz parallel geschaltet. Kondensatoren und Dioden schalte man — bei einem möglichen Ausfall durch Kurzschluß — in Reihe.

Literatur

[1] Moskowitz, F., und Lean, Mc.: Einige Gesichtspunkte der Zuverlässigkeit beim Entwurf von Systemen. IRE Transaction on Reliability Sept. (1956)

[2] Chin: Schaltungsredundanz. IRE Nat. Conv. Rec. Vol. 7 Part 6 (1959)

[3] Störmer, H.: Über die Zuverlässigkeit von Anlagen mit Reserveelementen . . . AEÜ Juli (1962)

[4] Fründt, H. H.: Betriebssicherheit elektronischer Geräte. ETZ (1960) H. 9

[5] Tarnay, K.: Ermittlung der Lebensdauer elektronischer Einrichtungen. Meres es Automatika (1962) Nr. 5

[6] Kammerloher, J.: Gleichrichter; Band 3. C. F. Wintersche Verlagshandlung

Prüfung der Zuverlässigkeit von Transistoren

E. BOTTKE

Auf die Zusammenhänge zwischen der Zuverlässigkeit von Bauelementen und Geräten sowie einige Grundbegriffe wurde in radio und fernsehen 13 (1964) H. 5 S. 152 hingewiesen. Es ergab sich, daß die Anforderungen an die Zuverlässigkeit der Bauelemente nach Wahrscheinlichkeitsgesetzen auch von der Art und dem Umfang der Geräte abhängen, in denen sie eingesetzt werden. Es ist allgemein üblich, den erforderlichen Zuverlässigkeitsgrad nach folgenden drei Anwendungsbereichen zu staffeln: allgemeine Anwendungen (Unterhaltungselektronik), industrielle Elektronik, kommerzielle Nachrichtentechnik. Diese Dreiteilung, das darf nicht übersehen werden, erfolgt nicht allein aus technischen und mathematischen Gründen, sondern ist vor allem ökonomisch notwendig. Zuverlässigkeit kostet Geld! Das wird aus dem folgenden hervorgehen.

Notwendige Voraussetzungen

Während es bei Röhren und anderen Bauelementen auf Grund jahrzehntelanger Erfahrungen in der Fertigung und von Untersuchungen über das Betriebsverhalten verhältnismäßig einfach war, Spezialtypen mit garantierter Lebensdauer und mit Wahrscheinlichkeitsangaben über die Zuverlässigkeit zu schaffen, war dieses Problem bei den „jungen" und z. Z. noch voll in der Fortentwicklung befindlichen Transistoren weitaus schwieriger zu lösen. Die zu Beginn der Halbleiterentwicklung gehegte Hoffnung, daß diese Bauelemente von Natur aus keiner Abnutzung unterliegen würden, erfüllte sich leider nicht. Es zeigte sich, daß Veränderungen an der Kristalloberfläche den stärksten Einfluß auf die Kenndaten von Transistoren ausübten [1] [2]. Vor allem sind es Feuchtigkeitsspuren in bisher kaum geahnter niedriger Konzentration, die zu den bei Transistoren beobachteten Degradationserscheinungen führen.

Aus dieser Feststellung ergibt sich vorab die Forderung nach „wasserdampf-diffusionsfesten" Gehäusen. Erst wenn in dieser Hinsicht die technologischen Fertigungsbedingungen einwandfrei sind, kann an Zuverlässigkeitstests gedacht werden. Die Dichtigkeit der Gehäuse muß daher überwacht werden. Eine handfeste Prüfmethode besteht darin, die Transistoren „in Wasser zu kochen". Dabei verbleiben die Bauelemente nach Erreichen der Siedetemperatur im abkühlenden Wasser. Der in undichten Gehäusen, aus denen bei 100 °C Luft entwichen ist, entstehende Unterdruck — so hofft man — drückt Wasser in das Innere und führt zum Totalausfall unzulänglich verschlossener Exemplare. Grobe Verschlußfehler lassen sich zweifellos auf diese Weise feststellen. Höhere Sicherheit bietet ein Drucktest, wie er heute zur serienmäßigen Kontrolle der Gehäusedichtigkeit allgemein angewendet wird. Die Untersuchungsobjekte werden dabei in einen mit einer Flüssigkeit

gefüllten Autoklaven gebracht und einem Druck von etwa 5 Atmosphären ausgesetzt. Anschließend werden die vorher gemessenen elektrischen Daten der Prüflinge nochmals überprüft. Wegen seiner geringeren Viskosität bei annähernd gleicher Wirkung auf die Kristalloberfläche hat sich für diese Prüfung Methylalkohol anstelle von Wasser bewährt. Der beschriebene Drucktest ist, wie gesagt, eine qualitative, betriebsmäßige Prüfung. Labormessungen der Dichtigkeit in der Maßeinheit Torr · l/s (Torr mal Liter je Sekunde) zur grundsätzlichen Untersuchung von Gehäusen einschließlich der Verschlußtechnik werden mit Hilfe von Prüfgasen, wie z. B. Helium, und radioaktiven oder massenspektrometrischen Nachweismethoden ausgeführt. Dabei können noch Undichtigkeiten von 10^{-12} Torr · l/s festgestellt werden.

Daß bei der Endprüfung von Transistoren offensichtlich fehlerhafte Stücke, die ein hohes Rauschen zeigen oder deren Kollektorreststrom läuft, flattert oder auf mechanische Erschütterungen reagiert, ausgeschieden werden, sei nur am Rande erwähnt. Ein weiterer Bestandteil jeder Transistorfertigung ist weiterhin eine gewisse Lagerzeit und das Durchlaufen bestimmter Temperaturzyklen zur Voralterung. Nach amerikanischen Untersuchungen aus dem Jahre 1961 kann dadurch die spätere Betriebsausfallrate auf ein Drittel bis ein Zehntel herabgesetzt werden [3].

Die Temperaturbeanspruchungen bei der Voralterung dürfen allerdings niemals so langdauernd und hoch sein wie bei den weiter unten beschriebenen Lebensdauertests. Bei Transistoren mit Abdeckmittel und Feuchtigkeitsgetter ist bereits schon zu überlegen, ob jedes Exemplar oder nur eine „statistische Auswahl" der Dichtigkeitsprüfung unterworfen wird. Sobald die Verschlußtechnik fabrikatorisch gut beherrscht wird, ist das letztere vorzuziehen. Ähnlich wie bei zu rigorosen Stückprüfungen elektrischer Geräte besteht nämlich auch hier die Gefahr, daß in die Bauelemente „mehr Fehler hinein- als herausgeprüft" werden [4].

Prüfung der Zuverlässigkeit

Nun zu den Zuverlässigkeitsprüfungen selbst! Wenn von Transistoren unter Betriebsbedingungen eine Lebensdauer von zehn Jahren und mehr sowie eine Ausfallrate von 10^{-6} bis 10^{-8}/h erwartet wird, so wird ohne weitere Erläuterung klar, daß eine Ermittlung der Zuverlässigkeit unter Betriebsbedingungen nicht möglich ist. Bereits bei einer Ausfallrate von 10^{-6}/h müßten nämlich 10000 Exemplare 1000 Stunden oder 1000 Exemplare 10000 Stunden lang unter Betriebsbedingungen belastet werden, um mit zehn Ausfällen eine einigermaßen zutreffende Aussagewahrscheinlichkeit zu erhalten. Es werden vielmehr zeitraffende Prüfverfahren angewendet werden müssen, in deren Rahmen die Bauelemente besonders stark beansprucht oder erschwerten Umweltbedingungen ausgesetzt werden. Die Anwendung derartiger beschleunigter Verfahren hat allerdings zur Voraussetzung, daß ihnen „dieselben physikalischen Vorgänge zugrunde liegen wie der normalen Alterung" [5]. Da ferner trotz aller Fortschritte der „Grad der Reproduzierbarkeit der Technologien ziemlich gering ist", muß man Zuverlässigkeitstests nach statistischen Methoden durchführen und große Stückzahlen untersuchen [5]. Das erfordert den Einsatz automatischer Meßeinrichtungen mit Lochkartenauswertung, um erstens menschliche Fehlerquellen auszuschalten und zweitens bei tragbarem Aufwand schnell Aussagen zu erhalten. Nur so läßt sich der Zweck zeitraffender Lebensdauerversuche, sei es zur Prüfung technologischer Verfahren, sei es zu Vorhersagen über die Zuverlässigkeit der aus einer laufenden Fertigung kommenden Transistoren, wirklich erfüllen.

Nach den bisherigen Erfahrungen in der Halbleiterindustrie beruht der Fehler- oder Ausfallmechanismus bei Transistoren auf chemischen oder physikalischen Wechselwirkungen zwischen der im Gehäuse eingeschlossenen Atmosphäre sowie den Füllstoffen einerseits und der Kristalloberfläche andererseits. Derartige Reaktionen folgen in guter Näherung den Gesetzen für die chemische Reaktionsgeschwindigkeit nach Svante Arrhenius und verlaufen in exponentieller Abhängigkeit von der absoluten Temperatur schneller. Daraus kann man gegebenenfalls einen Zeitraffungsfaktor für Lebensdaueruntersuchungen ableiten. Bei Erhöhung der Sperrschichttemperatur um 10 Grad steigt die Ausfallrate von Germaniumtransistoren etwa auf das Doppelte. Das ergibt sich aus dem erwähnten Gesetz und ist auch durch praktische Erfahrungen fundiert [3]. Ein kritischer Wert der Temperatur von 100 bis 130 °C bei Germaniumbauelementen darf dabei allerdings nicht überschritten werden.

In Auswertung der vorstehenden grundsätzlichen Darlegungen kommt man zur ersten und einfachsten Art einer zeitraffenden Lebensdauerprüfung: der spannungslosen Lagerung bei erhöhter Temperatur. Da hier eine elektrische Belastung fehlt, ist die Umgebungstemperatur gleich der Sperrschichttemperatur. Die Prüfung geht meistens bei der für den untersuchten Typ zugelassenen, maximalen Sperrschichttemperatur vor sich und erstreckt sich über 1000 Stunden. Prüfmerkmale sind im allgemeinen der Kollektorreststrom und die Stromverstärkung. Exemplare, die bestimmte festgelegte Grenzen überschreiten, gelten als ausgefallen. Bei automatischen Meßmethoden wird auch oft die zeitliche Änderung der genannten Prüfdaten durch mehrere zeitlich aufeinanderfolgende Messungen sowie das Rauschen erfaßt. Zwischen dem Ende der Lagerung und dem Zeitpunkt der Messung wird eine „Beruhigungszeit" von etwa 100 Stunden eingelegt.

Nach ähnlichen Gesichtspunkten kann auch eine Zuverlässigkeitsprüfung bei elektrischer Belastung durchgeführt werden. Dabei wird die Umgebungstemperatur auf einen bestimmten Wert (z. B. 25 °C oder 45 °C) konstant gehalten und die elektrische Belastung so eingestellt, daß im Mittel die maximal zulässige Sperrschichttemperatur erreicht wird. Streuungen des Wärmewiderstandes beeinflussen das Ergebnis geringfügig.

Beide Prüfverfahren werden auf Grund der Erfahrungen von Halbleiterherstellern und -anwendern in aller Welt fürs erste als fundiert angesehen. Sie dienen u. a. auch dazu, die maximale Sperrschichttemperatur für ein neuentwickeltes Bauelement festzulegen. Bei besonders zuverlässigen Typen wird sie z. B. vom Hersteller etwas niedriger angesetzt werden als für Allgebrauchstypen. Vielfach werden diese Prüfverfahren auch Bestandteil der Abnahmebedingungen. Darin wird z. B. die Abnahme eines Postens von 10000 Transistoren, die unter gleichbleibenden fabrikatorischen Bedingungen hergestellt worden sind und die Endprüfung hinter sich haben, von den Ergebnissen eines der beiden oder beider Zuverlässigkeitsprüfungen abhängig gemacht. Dazu werden aus dem gesamten Posten für jede Prüfung beispielsweise je 200 oder auch 300 Exemplare entnommen. Der verbleibende Rest wird abgenommen, wenn die Zahl der bei den Prüfungen ausgefallenen Exemplare eine festgelegte Höhe (z. B. fünf Stück bei jeder Prüfung) nicht überschreitet. Je höher die erreichte Zuverlässigkeit ist, um so größere Stückzahlen müssen für die Prüfungen entnommen werden. Die Ausfallrate beim Einsatz des Transistortyps bei der im Betrieb auftretenden Sperrschichttemperatur läßt sich gegebenenfalls unter Berücksichtigung des Zeitraffungsfaktors mit Hilfe der Wahrscheinlichkeitsrechnung angeben.

Um den Stichprobenaufwand erträglicher zu machen, werden neuerdings in den USA Lebensdauertests bei höheren Temperaturen (z. B. 150 °C für Germanium- und 300 °C für Siliziumtransistoren) durchgeführt, obgleich Klarheit darüber besteht, daß dann andere weitere Ausfallursachen hinzukommen [3]. Besondere Vorteile scheinen auch Prüfverfahren zu haben, bei denen eine scharfe Impulsbelastung der Exemplare erfolgt [3]. Sie bieten die Möglichkeit, die Bauelemente gleichzeitig mit den höchstzulässigen Spannungen und Strömen zu beaufschlagen und die Impulsbreite so zu wählen, daß sich auch die maximale Sperrschichttemperatur einstellt. Diese Prüfbedingungen ähneln der tatsächlichen Beanspruchung, wie sie beim Betrieb der Transistoren als Schalter und in Gegentakt-B-Endstufen vorkommt. Das Verfahren hat sich bei der Festlegung der Grenzdaten von Leistungsschalttransistoren besonders bewährt [6].

Einige Ergebnisse

Um dem Leser einen gewissen Überblick über die Art der Parameteränderungen, die im Laufe der Betriebszeit auftreten, zu geben, seien hier Ergebnisse von Belmas [5] zitiert. Nach tausendstündiger Lagerung von Germaniumtransistoren bei 85 °C stellte er in einem bestimmten Falle fest: Die Restströme steigen an. Die Emittersättigungsspannung steigt ebenfalls, während die Kollektorsättigungsspannung fällt. Die Abnahme der Stromverstärkung ist bei kleinen Kollektorströmen merklicher als bei hohen. Die Speicherzeit t_s im Schalterbetrieb nimmt mit der Zeit ab. Das Rauschen im Niederfrequenzgebiet steigt an. Belmas führte ferner folgende zwei Lagertests durch:

1. Die Exemplare eines bestimmten Germaniumtransistortyps werden in Kohlensäureschnee eingebettet. Gleichzeitig wird die Kollektorbasisdiode im Durchbruchsgebiet betrieben und mit 400 mW beaufschlagt. Dabei wird dann gerade die maximale Sperrschichttemperatur erreicht. In diesem Falle ändert sich die Großsignalstromverstärkung überhaupt nicht. Die Speicherzeit fiel nach der Lagerung im Mittel um 13%.

2. Die Transistoren werden bei 100 °C gelagert. Als Ergebnis zeigte sich im Durchschnitt eine 9,5%ige Abnahme der Stromverstärkung, und die Speicherzeit sank um 11,8%.

Die Dauer des Versuchs betrug in beiden Fällen 24 Stunden. Aus dem Ergebnis ist zu schließen, daß die Beanspruchung des Transistors bei Zuverlässigkeitsprüfungen im Einklang mit der in Aussicht genommenen Betriebsweise stehen muß. Die Korrelationsbrücke zwischen den oben geschilderten Zuverlässigkeitstests und dem normalen Betrieb wird durch Lebensdauerversuche geschlagen, die sich über 10000 Stunden und mehr erstrecken.

Folgerungen

Der Geräteentwickler sollte aus den vorstehenden Ausführungen entnehmen, daß es unmöglich ist, allgemeingültige Angaben über die Zuverlässigkeit zu machen. Die von den Geräteherstellern verlangten garantierten Werte (Risikowerte) für die Zuverlässigkeit müssen für jeden einzelnen Fall anhand der Ergebnisse von geeignet gewählten Lebensdauertests und den vorliegenden Erfahrungen auf ähnlichen Einsatzgebieten abgeschätzt werden. Der Geräteentwickler hat es z. T. selbst in der Hand, die Anwendungszuverlässigkeit zu erhöhen. Mittel hierzu wären: Die im Betrieb auftretende Verlustleistung sollte so niedrig wie möglich sein, damit unter Berücksichtigung der höchsten Umgebungstemperatur die Sperrschichttemperatur hinreichend klein bleibt. Ein u. U. vorhandenes Kühlblech sollte, falls dies konstruktiv möglich ist, überdimensioniert werden. Das ergibt sich aus der Arrheniusschen Gleichung über die Reaktionsgeschwindigkeit. Andererseits sollte aber der Kollektorruhestrom von A-Verstärkern nicht zu klein gewählt werden, weil dann die Arbeitspunktverlagerung stark vom Verhalten des Reststromes (Temperatur und Alterung) abhängig wird, so daß die Funktionstüchtigkeit der Schaltung u. U. darunter leidet. Der Basisspannungsteiler sollte niederohmig und der Emitterwiderstand möglichst groß sein. Das erhöht ebenfalls die Sicherheit gegen Auswirkungen des mit der Zeit ansteigenden Reststromes. Schließlich sollte die maximal zulässige Kollektorspannung, wenn es auf Zuverlässigkeit ankommt, nicht völlig ausgenutzt werden. Zusammengefaßt heißt das: überdimensionieren!

Das hier Gesagte bezieht sich auf Germanium- und Siliziumtransistoren mit „offener" Oberfläche. Erfahrungen und Untersuchungsergebnisse über das Verhalten von Planartransistoren, deren Oberfläche durch eine Siliziumdioxidschicht geschützt ist [7], sind bisher nicht veröffentlicht worden. Hinsichtlich des Temperatureinflusses auf Lebensdauer und Zuverlässigkeit sollen jedoch „ähnliche Tendenzen vorliegen" [3]. Es darf vermutet werden, daß die Lebensdauer größer wird. Vielleicht werden bei den Alterungserscheinungen Vorgänge der Materialermüdung und -wanderung eine größere Rolle spielen, als es bisher der Fall war.

Literatur

[1] Wie steht es mit der Lebensdauer von Transistoren? radio und fernsehen 10 (1960) H. 16 S. 521 und 522

[2] Bottke: Über die Lebensdauer von Transistoren. radio und fernsehen 11 (1962) H. 9 S. 270 und 271

[3] Koschel und Jäger: Probleme der Zuverlässigkeit von Halbleiterbauelementen. Siemens Technische Mitteilungen 1-6300-064, München

[4] Miram, P.: Zuverlässigkeit — das Problem der Elektronik. Neue Züricher Zeitung vom 20. 9. 1962

[5] Belmas: Untersuchung der Zuverlässigkeit von Transistoren durch physikalische Analyse. L'Onde Electrique 43 (1963) H. 9

[6] Jäger: Meßverfahren für Großsignal-Kenngrößen von Transistoren. Nachrichtentechn. Zeitschrift 15 (1962) S. 429—433

[7] Bottke: Das Wichtigste über neuere Transistorbauformen. radio und fernsehen 12 (1963) H. 14

Thyristoren und ihre Schaltungsanwendungen

KLAUS K. STRENG

Unter dem Namen „Thyristor" führte sich in der internationalen Fachwelt ein Halbleiterbauelement ein, bei dem es sich um einen steuerbaren Gleichrichter ähnlich dem gasgefüllten Thyratron handelt. Im folgenden wird berichtet über Aufbau, Wirkungsweise und Schaltungen dieses Thyristors.

Aufbau und Wirkungsweise

Bild 1 zeigt das Aufbauprinzip des Thyristors [1]: Vier verschieden dotierte Siliziumschichten folgen aufeinander, und zwar abwechselnd eine p- und eine n-dotierte Schicht. Die äußere p-Schicht bildet die Anode, die äußere n-Schicht die Katode des Gleichrichters. Legt man an die beiden Elektroden eine

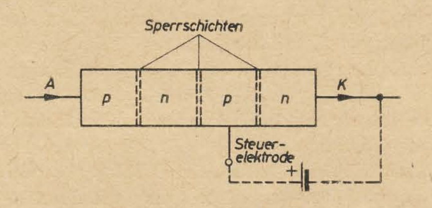


Bild 1: Schematischer Aufbau des Thyristors

Spannung, deren Wert nicht die Durchbruchsspannung der in Reihe geschalteten Sperrschichten überschreitet, so kann normalerweise kein Strom fließen, der Thyristor sperrt in beiden Richtungen. Dies ändert sich, wenn man an die der Katode benachbarte p-Schicht (Steuerelektrode oder „gate" = Tor genannt) eine kleine positive Spannung gegen Katode legt. Diese Zünd- oder Leitspannung öffnet gewissermaßen den Gleichrichter, der nun den Strom in einer Richtung passieren läßt. Bei Unterbrechung der Zündspannung wird der Thyristor nicht wieder gesperrt, vielmehr ist zur Wiederherstellung des Originalzustandes ein Unterschreiten des sog. Haltestromes zwischen Anode und Katode erforderlich. Das ganze Verhalten des Thyristors weist weitgehende Analogien zum gasgefüllten steuerbaren Gleichrichter (Thyratron) auf.

Daß der Thyristor jedoch in vielen Punkten dem Thyratron überlegen ist, zeigt in der Tabelle 1 ein Vergleich zweier (vergleichbarer) Typen.

In bezug auf Masse und Volumen benötigt das Thyratron etwa das Doppelte des Thyristors.

Es wäre ungerecht, würde man die Punkte verschweigen, in denen das Thyratron, zumindest z. Z. noch, dem Thyristor überlegen ist. Dies ist besonders die maximale Gleichrichter- bzw. Sperrspannung. Es gibt bzw. gab 1963 Thyratrontypen bis 2,5 kV und darüber, während Thyristoren im gleichen Zeitraum nur für einige hundert Volt gefertigt wurden. Eine genaue Grenze für die maximale Sperrspannung bei Thyristoren anzugeben, ist durch die ständig sich weiter entwickelnde Halbleitertechnik schwierig.

Bild 2 zeigt einen Schnitt — stark vergrößert — durch einen Silizium-Thyristor.

Eine vereinfachte Erklärung, warum das Anlegen einer „Zündspannung" an die Steuerelektrode den Thyristor „öffnet", ist, daß die

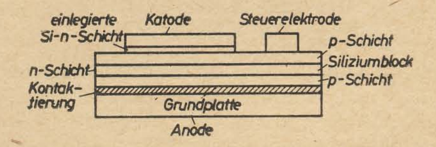


Bild 2: Schnitt durch einen Silizium-Thyristor

in Sperrichtung liegende Durchlaßschicht in der Mitte der vier Thyristorzonen durch die Steuerspannung abgebaut wird. Die beiden anderen Sperrschichten sind in Durchlaßrichtung gepolt und verhindern ohnehin nicht das Fließen eines Stromes in Durchlaßrichtung. In

Tabelle 1: Vergleich zwischen Thyratron und Thyristor

	Thyratron	Thyristor
Gleichrichterspannung	240 V	240 V
Durchlaßstrom	15 A	32 A
Spannungsabfall	12 V	1,3 V
Steuerspannung	50 ··· 150 V (stromabhängig)	3 V
Steuerstrom	max. 100 mA	etwa 45 mA
Umgebungstemperatur	+40 ··· +80 °C	—60 ··· +50 °C
Heizleistung	etwa 50 W	

Sperrichtung lassen sie keinen Stromfluß zu (Ausnahme: Sperrstrom), und sie werden von der Steuerspannung auch nicht beeinflußt.

Die Kennlinie des Thyristors

Bild 3 zeigt die Kennlinie des Thyristors. In Sperrichtung verhält sich der Thyristor wie jeder andere nichtgesteuerte Halbleitergleichrichter, d. h., er sperrt bis auf einen kleinen Sperrstrom. Erst wenn die maximal zulässige Sperrspannung überschritten wird, setzt ein lawinenartiger Durchbruch ein. Die Sperrschicht des Gleichrichters bzw. des Thyristors wird dadurch meist zerstört.
Ist der Thyristor durch das Anlegen einer Torspannung erst gezündet, so genügt ein bestimmter Minimalstrom („Haltestrom") für das Aufrechterhalten der Zündung. Erst wenn

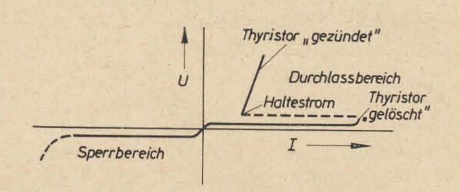


Bild 3: Strom-Spannungskennlinie des Thyristors bei konstantem Steuerstrom

dieser Strom unterschritten wird, löscht der Thyristor, d. h., er sperrt in beiden Richtungen. Eine eingehende Erklärung der Kennlinien des Thyristors ist z. B. in [2] zu finden.
Es soll noch erwähnt werden, daß beim Thyristor — genau wie bei jedem anderen Halbleiterbauelement — der Sperrstrom bei wachsender Sperrspannung und Temperatur zunimmt. Weiter ist interessant, daß der Stromverstärkungsfaktor des Thyristors mit steigender Temperatur ebenfalls zunimmt. Mit anderen Worten: Bei hohen Temperaturen benötigt der Thyristor einen geringeren Steuerstrom zum „Zünden".

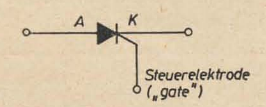


Bild 4: International übliches Schaltzeichen für den Thyristor

Das Anwachsen des Sperrstromes bei steigender Temperatur führt zu einer Verschlechterung der Sperrfähigkeit. Aus diesem Grunde soll die Temperatur der Sperrschicht beim Silizium-Thyristor 125 °C im Betrieb nicht überschreiten, während für Silizium-Gleichrichter die obere Temperaturgrenze der Sperrschicht i. a. bei 140 °C liegt [3].
Bild 4 zeigt das international übliche Schaltzeichen für den Thyristor.

Gleichrichter mit stufenlos regelbarem Gleichstrom

Unter den Anwendungsmöglichkeiten des Thyristors interessiert besonders sein Einsatz in Gleichrichtern, bei denen eine stufenlose Regelmöglichkeit des Gleichstromes gefordert ist. Diese soll nach Möglichkeit nicht durch einen Regelwiderstand (etwa in Reihe mit dem Arbeitswiderstand) erfolgen, weil diese Art der Regelung mehr oder weniger große Verluste mit sich bringt. Derartige Gleichrichter sind

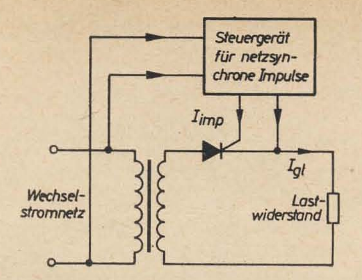


Bild 5: Prinzipschaltung eines Regelgleichrichters mit Thyristor (der Einfachheit halber wurde eine Einphasen-Gleichrichterschaltung gezeichnet)

erforderlich, wenn z. B. im Batterieladegerät der Ladestrom eingestellt werden soll, oder wenn die Umdrehungszahl eines Gleichstrommotors gesteuert werden soll, etwa wie in Motoren für elektrische Lokomotiven.
Bild 5 gibt die Prinzipschaltung eines Regelgleichrichters wieder. Vom Steuergerät gelangen Impulse an die Steuerelektrode eines oder mehrerer Thyristoren, die den Thyristor jeweils bis zum Ende der betreffenden Halbwelle der Wechselspannung öffnen. Im Bild 6 ist zu sehen, wie sich der Zeitpunkt des Impulses auf die Zeitdauer des Stromflusses durch den Gleichrichter auswirkt. Durch Integration des Stromes über die Zeit erhält man den mittleren Gleichstrom, der sich so sehr einfach regeln läßt. In der Tabelle 2 sind als Beispiel für industrielle hergestellte Thyristoren Typen des französischen Halbleiterherstellers SORAL [4] angegeben.
Die Daten zeigen, daß man durch Regelung kleiner Ströme bzw. Spannungen an der Steuerelektrode des Thyristors wesentlich größere Ströme bzw. Spannungen beeinflussen kann (Stromverstärkung etwa 50 dB). Durch diese Möglichkeit gelingt es, mit einem kleinen 0,4-W-Potentiometer die Drehzahl eines Elektromotors von vielen Pferdestärken zu steuern. In der modernen Industrie ergibt sich oft diese Forderung.

Wechselrichter mit Fremdsteuerung

Taeger [5] gibt als weitere Schaltungsmöglichkeit des Thyristors den Wechselrichter mit

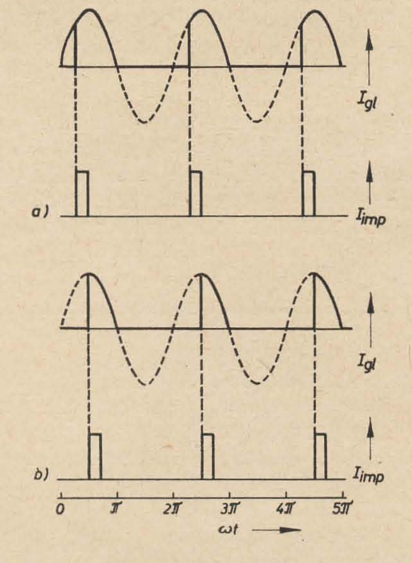


Bild 6: Strom-Zeit-Diagramm des Thyristors in der Schaltung gemäß Bild 5, a) „frühe" Impulse, b) „späte" Impulse

Tabelle 2: Thyristoren der Firma SORAL, Paris

Typ	max. Sperrspannung in V	max. Durchlaßstrom[1]) in A	max. Steuerspannung in V	max. Steuerstrom in mA
TS 3 U 32	40	32	3	45
TS 7 U 32	80	32	3	45
TS 14 U 32	160	32	3	45
TS 21 U 32	240	32	3	45
TS 28 U 32	320	32	3	45
TS 35 U 32	400	32	3	45
TS 3 V 70	40	70	3	60
TS 7 V 70	80	70	3	60
TS 14 V 70	160	70	3	60
TS 21 V 70	240	70	3	60
TS 28 V 70	320	70	3	60
TS 35 V 70	400	70	3	60
TS 3 W 130	40	130	3	100
TS 7 W 130	80	130	3	100
TS 14 W 130	160	130	3	100
TS 21 W 130	240	130	3	100

Der Spannungsabfall in Durchlaßrichtung beim angegebenen Durchlaßstrom beträgt 1,3 ··· 1,5 V, die angegebenen Werte gelten bei 25 °C.
[1]) mittlerer Wert bei ohmscher Last

Fremdsteuerung (Inverter) an. Bild 7 zeigt die vereinfachte Prinzipschaltung eines solchen Gerätes. Das Steuergerät — hier zweckmäßigerweise ein Multivibrator — gibt an die Steuerelektroden der beiden Thyristoren Rechteckimpulse ab. Jeweils ein Thyristor wird dadurch geöffnet und zieht über die halbe Primärwicklung des Übertragers $Ü_1$ Strom. Gleichzeitig sinkt die Spannung an der Anode des Thyristors an der anderen Halbwicklung, so daß dieser sperrt. Der Kondensator C_1 im Bild 7 unterstützt diese „Kommutierung".
Die beiden Thyristoren zünden und löschen abwechselnd, entsprechend dem Rhythmus des Steuergerätes. In den Übertrager $Ü_1$ gelangt so eine Rechteckspannung, deren Frequenz sehr genau durch das Steuergerät bestimmt bzw. konstant gehalten werden kann. Auch diese Notwendigkeit ergibt sich zuweilen in der modernen Industrie.

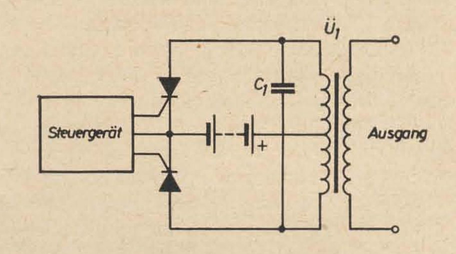


Bild 7: Prinzipschaltung eines Wechselrichters mit Fremdsteuerung

In Anlagen dieser Art erreicht man hohe Wirkungsgrade (bis zu 90 ··· 95%). Durch die Kombination Gleichrichter-Wechselrichter ist es möglich, aus einem Wechselstrom einen anderen Wechselstrom mit anderer Frequenz zu gewinnen („Frequenzumformer"). Camenzind [6] nennt als Beispiel für einen solchen Frequenzumformer ein Gerät der amerikanischen Firma Electrosolids, das aus einer Netzspannung von 115 V/60 Hz eine Spannung von 28 V/400 Hz mit einer Ausgangsleistung von 2 kVA herstellt.

Elektronische Zündanlage im Kraftfahrzeug

Mit Thyristoren ergibt sich auch eine einfache Möglichkeit zur „vollelektronischen" Zündung in Kraftfahrzeugen. Bild 8 zeigt die Schaltung der Anlage, die wie folgt funktioniert: Ein Transistorzerhacker lädt den Kondensator C_1 auf etwa 100 V auf. Auf der Kurbel- bzw. Nockenwelle des Motors befindet sich ein kleiner Permanentmagnet, der so vor einer Spule

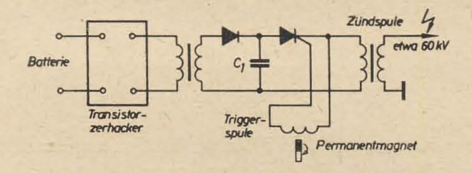


Bild 8: Schaltung einer „vollelektronischen" Zündanlage mit Thyristoren für Otto-Motoren

rotiert, daß bei bestimmten Stellungen des Magneten bzw. der Nockenwelle eine Spannung in der Spule induziert wird. Diese Spannungsimpulse öffnen den Thyristor. Der Kondensator C_1 kann sich dann über die Zündspule entladen, in dessen Sekundärseite er eine Spannung von 60 kV induziert! Ist der Kondensator C_1 entladen, so erlischt bzw. sperrt auch der Thyristor, und der beschriebene Vorgang beginnt von Neuem. Diese Zündanlage — sie wurde zum Patent angemeldet — arbeitet ohne Zündkontakte. Außerdem gewährleistet die hohe Zündspannung — sie bleibt innerhalb eines weiten Drehzahlbereiches ziemlich konstant — eine sichere Zündung auch bei verölten oder verrußten Zündkerzen. Ein weiterer Vorteil der Anlage soll in ihrer größeren Zuverlässigkeit gegenüber elektronischen Anlagen mit Transistoren bestehen.

Zusammenfassung

Aufbau und Wirkungsweise des Thyristors wurden beschrieben. Bei diesem relativ neuen Halbleiterbauelement handelt es sich um einen gesteuerten Gleichrichter, meist auf Siliziumbasis, dessen Verhalten starke Analogien zum gasgefüllten steuerbaren Gleichrichter (Thyratron) aufweist. Mit dem Thyristor sind verschiedene interessante Schaltungen möglich, die sich nicht auf die Umwandlung von Wechselstrom in pulsierenden Gleichstrom beschränken. Schließlich wurden als typisches Beispiel die technischen Daten der Thyristoren einer französischen Firma angegeben.

Literatur

[1] Weihl, J.: Halbleiterbauelemente. Deutsches Elektrohandwerk 39 (1964) H. 14 S. 509—511

[2] Stumpe, A. C.: Kennlinien der steuerbaren Siliziumzelle. ETZ-A 83 (1962) H. 4 S. 81 bis 87

[3] Gerlach, W., und Seid, F.: Wirkungsweise der steuerbaren Siliziumzelle. ETZ-A 83 (1962) H. 8 S. 270—277

[4] Semi-Conducteurs. Katalog der Fa. SORAL S. A., Paris 1964

[5] Taeger, W.: Steuerungs- und Regelungstechnik, Band II. Frankh'sche Verlagshandlung Stuttgart 1964

[6] Camenzind, H. R.: Die Entwicklung des gesteuerten Gleichrichters und dessen Schaltungstechnik. Elektronische Rundschau 16 (1962) H. 8 S. 335—338

Nachstimmautomatik mit engem Haltebereich

Der Reiseempfänger „Derby" von der Firma Blaupunkt, der sowohl als Reise- wie auch als Autoempfänger verwendbar ist, zeigt einige besondere Merkmale. Besonders interessant ist hierbei die neuartige Auslegung der elektronischen Nachstimmung, mit der ein Haltebereich von maximal ±300 kHz erreicht wird. Sonst sind Haltebereiche zwischen ±500 kHz und ±800 kHz üblich, so daß sehr leicht ein benachbarter, stärkerer UKW-Sender ungewollt eingestellt wird. Durch die geringe Breite des Haltebereichs ist sichergestellt, daß nunmehr nur ein einziger UKW-Sender im Automatikbereich liegen kann. Man kann somit ohne weiteres vom gerade empfangenen Sender unmittelbar auf den Nachbarsender abstimmen, ohne die Automatik abschalten zu müssen. Bei einer Summen-Richtspannung von 2 V (Bild 1) am Ratio-Elektrolytkondensator und dem angegebenen Wert des Haltebereichs von ±300 kHz ist der Fangbereich ±200 kHz. Selbst bei kleinen Richtspannungen — bis minimal 0,5 V — ist der Fangbereich noch ±150 kHz. Diese vorteilhafte Charakteristik ließ sich durch Verwendung eines Transistors für die elektronische Nachstimmung erreichen. Mit diesem ergibt sich

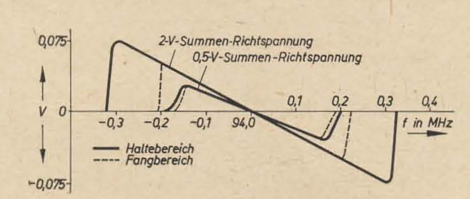


Bild 1: Charakteristik der Nachstimmautomatik (Blaupunkt „Derby")

bei schmalem Halte- und Fangbereich ein sehr steiler Flankenverlauf. Außerdem erzielt man wegen der etwa fünffachen Verstärkung des Transistors eine hohe Empfindlichkeit.

Bild 2 zeigt die Schaltung der Automatik. Am Fußpunkt der Induktivität L_{768} und am Brückenpunkt zwischen R_{768} und R_{769} wird die Steuerspannung für den Nachstimmtransistor OC 45 abgenommen. Die Spannung zwischen diesen beiden Punkten ist Null, wenn der Oszillator auf den Sollwert abgestimmt ist. Je nach Verstimmung des Oszillators wird diese Spannung positiv oder negativ. Wegen der nahezu idealen Begrenzercharakteristik liefert der Transistor eine entsprechend Bild 1 verlaufende Regelspannung, mit der nun die Kapazitätsdiode X 861 (AA 112) gesteuert wird. Durch die Kapazitätsänderung dieser Diode wird der Oszillatorkreis L_{883}, C_{888}, C_{870} nachgestimmt. Der NTC-Widerstand R_{782} gewährleistet eine gute Temperaturkompensation.

A. Tewes

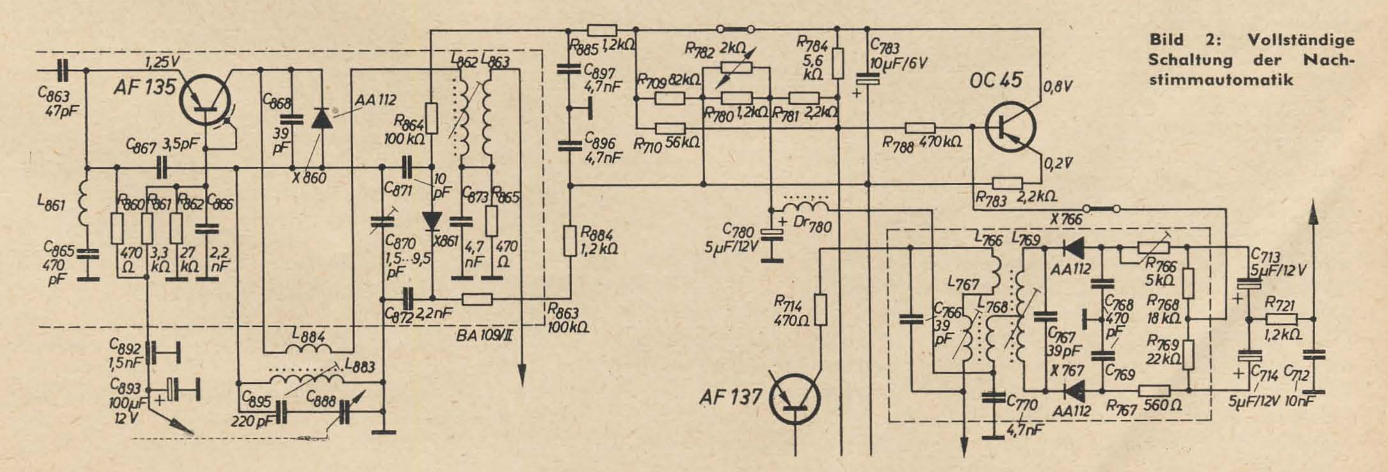


Bild 2: Vollständige Schaltung der Nachstimmautomatik

Änderung der Bandgeschwindigkeit beim „KB 100"

HEINZ FRIEBE

Die Entwicklung der Heimbandgeräte läuft im allgemeinen auf geringe Bandgeschwindigkeiten hinaus, jedoch sind dieser Entwicklung technische Grenzen gesetzt. In allen Fällen wird durch kleinere Bandgeschwindigkeiten eine längere Spieldauer auf Kosten der Wiedergabequalität erreicht. Das äußert sich in geringerer Dynamik, schlechterem Frequenzgang und kleinerem Fremdspannungsabstand.

Das Heimbandgerät „KB 100" ist für die Bandgeschwindigkeiten 9,5 cm/s und 4,75 cm/s ausgelegt.

Während mit der Bandgeschwindigkeit 9,5 cm/s noch qualitativ gute Aufnahmen hergestellt werden können, ist die Bandgeschwindigkeit 4,75 cm/s für eine gute Musikwiedergabe unbrauchbar.

Der hier beschriebene Umbau des „KB 100" auf die Bandgeschwindigkeiten 19,05 und 9,5 cm/s konnte ohne viel Arbeits- und Materialaufwand realisiert werden. Die Leistungsfähigkeit des Gerätes wird durch diese Änderung wesentlich gesteigert. Der Frequenzgang beträgt bei der Geschwindigkeit 19,05 cm/s 60 Hz ··· 15000 Hz.

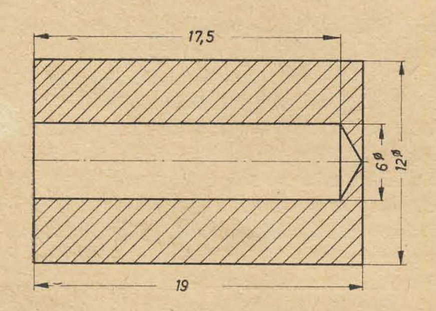


Bild 1: Maße der Tonrolle

Mechanische Änderungen

Die einfachste Lösung, um die doppelte Bandgeschwindigkeit zu erreichen, ist die Vergrößerung des Tonrollendurchmessers von 6 mm auf 12 mm. Zu diesem Zweck wird eine Buchse aus Silberstahl oder Werkzeugstahl angefertigt, anschließend oberflächengehärtet und auf die Tonachse aufgesteckt. Die Maße sind dem Bild 1 zu entnehmen. Besonderer Wert muß auf die Genauigkeit des Innendurchmessers und auf das „Rundlaufen" der Außenfläche gelegt werden. Die Brauchbarkeit der Buchse läßt sich am besten bei Wiedergabe eines Sinustones, z. B. 1000 Hz, nachweisen. Hier läßt sich bei Unrundlauf sehr gut ein Gleichlauffehler gehörmäßig feststellen. Beim Umbau des Mustergerätes mußten zwei Buchsen gedreht werden, von denen dann die zweite die erforderliche Genauigkeit besaß. Die fertige Aufsteckbuchse, die möglichst saugend auf die Achse passen muß, wird mittels eines Klebemittels (im Mustergerät Gummilösung) auf der Tonachse befestigt.

Durch die Vergrößerung des Tonrollendurchmessers macht sich ein Zurücksetzen der Gummiandruckrolle erforderlich. Der Haltebügel für die Achse der Andruckrolle (Bild 2) wird durch Verkürzen der beiden Druckfedern 3 mm zurückgesetzt. Die beiden Halteschrauben werden bis zum Ende des Gewindes in den Rollenträger hineingeschraubt, evtl. müssen kürzere Schrauben verwendet werden. Die winklig gebogene Zugstange vom Andruck-

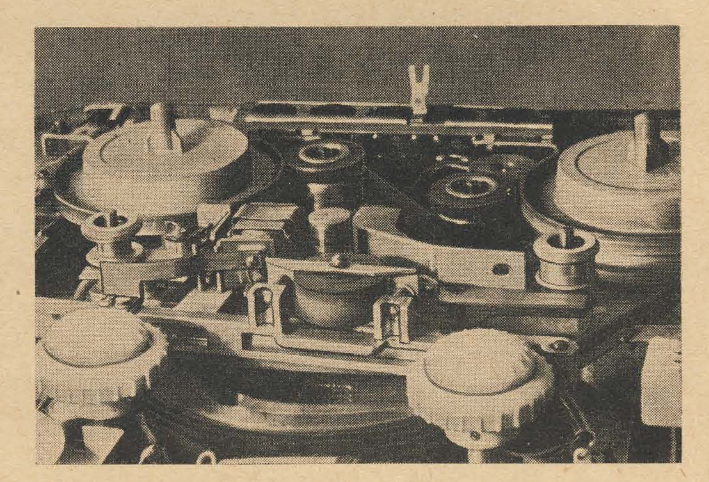


Bild 4: Geänderter Bandführungszug

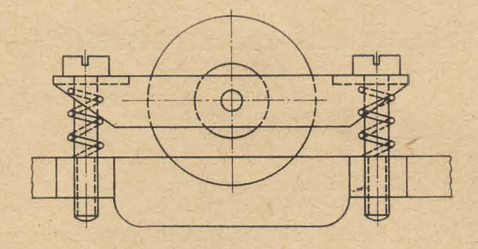


Bild 2: Einstellung der Andruckrolle

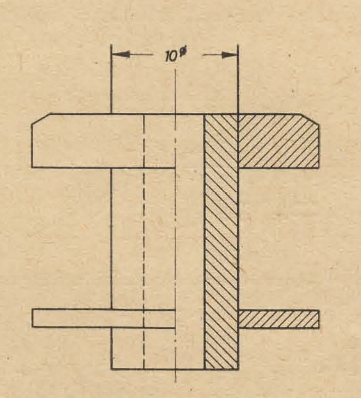


Bild 3: Bandführungsrolle

rollenträger zur Normal-Vorlauftaste wird geradegebogen. Der günstigste Andruck der Gummirolle an die Tonachse ist leicht auszuprobieren.

Durch den zurückgesetzten Andruckrollenträger liegt das Band nicht mehr am Löschkopf an. Das wird dadurch geändert, daß die linke Bandführungsrolle auf der Lauffläche bis auf den Sintereisenkern (10 mm ∅) abgedreht wird (Bild 3). Der im Originalzustand ein wenig nach rechts verdrehte Löschkopfspalt wird entsprechend neu justiert.

Bild 4 zeigt die Ansicht des geänderten Bandführungszuges.

Schaltungsänderungen

Die in der Schaltung angewendete Höhenanhebung muß nun entsprechend der höheren Bandgeschwindigkeit verändert werden. Die Kondensatoren des Resonanzkreises zur Höhenanhebung werden wie folgt ersetzt:

	alter Wert	neuer Wert
C_{11}	10 nF	5 nF
C_{12}	15 nF	7 nF
C_{13}	50 nF	10 nF

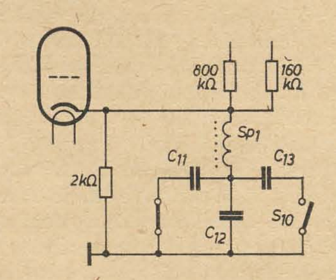


Bild 5: Ausschnitt aus der Schaltung des „KB 100"

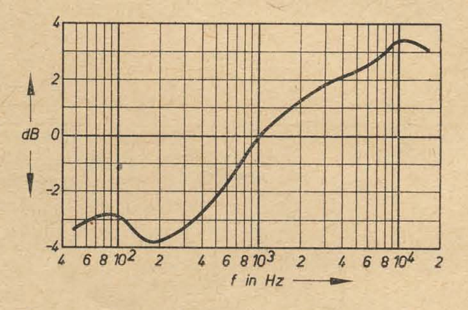


Bild 6: Frequenzgang über Band gemessen (19 cm/s, CR-Band)

Am besten eignen sich Styroflexkondensatoren. Bild 5 zeigt einen Ausschnitt aus dem Stromlaufplan des „KB 100" mit den Kondensatoren C_{11}, C_{12} und C_{13}. Bild 6 zeigt den Frequenzgang über Band gemessen.

Ermittlung der Blechsorte bei LL-Schnitten

In der Praxis kommt es bisweilen vor, daß man sich bei der Berechnung eines LL-Schnitt-Transformators über die vorhandene Blechsorte nicht im Klaren ist. Der nachfolgende Beitrag zeigt ein relativ einfaches Meßverfahren zur schnellen Ermittlung der einzelnen Blechsorten.

Werden Transformatorenbleche einmal verwechselt und lassen sich durch rein äußerliches Betrachten die Blechsorten nicht mehr feststellen, so kann man durch Rechnung den Typ der Bleche ermitteln. Bevor man jedoch in derartigen Fällen auf der Grundlage der angegebenen Induktionswerte anfängt einen Tranformator zu berechnen — und der Rechenaufwand ist bei LL-Transformatoren nicht gerade gering — ist es sinnvoll, sich mit Hilfe eines einfachen Verfahrens zu vergewissern, ob man Dynamoblech III oder Texturblech E 0,7 vorliegen hat. Will man das standardisierte Spektrum der LL-Schnitte berücksichtigen, und kommen derartige Informationsmessungen häufiger vor (Wareneingangskontrolle u. dgl.), so baut man sich am besten für jeden Typ eine Probespule. Bei Typen, die sich nur durch die Schichtdicke unterscheiden, braucht man zweckmäßigerweise den mit der größeren Schichtdicke nicht zu berücksichtigen. Die Probespulen werden mit Windungszahlen versehen, die sich aus der Arbeitsinduktion für Texturblech ergeben, so daß bei 220 V angelegter Spannung sich theoretisch die jeweiligen Induktionswerte ergeben müssen.

Die Ermittlung der Induktionswerte geschieht über die Eisenverluste, die dabei als Einstellwert fungieren. Gemessen werden müssen die Spannung über der Probespule $\mathfrak{U}'$ und der Leerlaufstrom $\mathfrak{I}_0$.

In der Tabelle sind die für das Meßverfahren benötigten Werte eingetragen.

Bild 1 zeigt die entsprechende Meßanordnung und Bild 2 das dazugehörige Ersatzschaltbild. Man kann je nach den Werten der Innen- und Kupferwicklungswiderstände entsprechende Korrekturen vornehmen, wenn die Kontrollrechnung mit den fehlerbehafteten Ablesewerten $\mathfrak{I}_{01}$ und $\mathfrak{U}_1$ für das Unterscheidungsverfahren zu ungenau wird. Aus Bild 2 kann man sich die Korrektionsgleichungen ableiten, wenn die einzelnen Widerstände folgende Bedeutung haben:

R_{i1} ≙ Innenwiderstand des Spannungsmessers
R_{i2} ≙ Innenwiderstand des Strommessers
R_{i3} ≙ Innenwiderstand des Strompfades des Leistungsmessers
R_{i4} ≙ Innenwiderstand des Spannungspfades des Leistungsmessers
R_1 ≙ Widerstand der Kupferwicklung der jeweiligen Probespule

$$\mathfrak{U}' = \mathfrak{U}_1 - \mathfrak{I}_0 (R_{i3} + R_1) \qquad (1)$$

$$\mathfrak{I}_0 = \mathfrak{I}_{01} - \frac{\mathfrak{U}_1 (R_{i1} + R_{i4})}{R_{i1} \cdot R_{i4}} \qquad (2)$$

Die Messung auf Unterscheidung der Blechsorte läuft nun folgendermaßen ab:

Die jeweilige Probespule ist mit den zu untersuchenden Blechen zu versehen, so daß sich ein geschlossener Eisenkreis ergibt (einseitig geschichtet mit Jochverstärkung). Entsprechend Bild 1 ist die Spule dann in die Meßschaltung zu legen. Die mit dem Regeltrafo einstellbare Spannung ist dann soweit hoch zu regeln, bis der in der Tabelle angegebene Eisenverlustwert erreicht wird. Da mit dem Wattmeter nach Bild 1 aber Kupfer- plus Eisenverluste gemessen werden, muß man die Kupferverluste eliminieren.

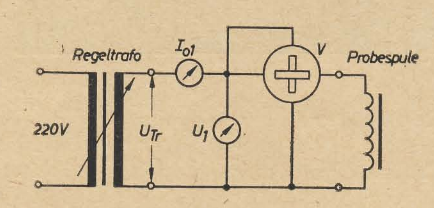


Bild 1: Meßschaltung

Es gilt

$$V_{Fe} = V - V_{Cu} = V - \mathfrak{I}_0^2 \cdot R_1 \qquad (3)$$

Die mit dem Wattmeter gemessenen Verluste V muß man um $\mathfrak{I}_0^2 \cdot R_1$ reduzieren, um Fehlmessungen zu vermeiden. Bereits beim Einstellvorgang auf die maximalen Eisenverluste muß also der Leerlaufstrom mit abgelesen werden. Beim Erreichen von V_{Fe} ist außerdem die Spannung $\mathfrak{U}_1$ festzuhalten. Den für die Induktion wirksamen Spannungswert $\mathfrak{U}'$ findet man nach Gl. (1). Diesen Wert setzt man in die Beziehung

$$\mathfrak{B} = \frac{\mathfrak{U}' \cdot 10^8}{4{,}44 \cdot f \cdot q_{Fe} \cdot w_1} \qquad (4)$$

ein.

In der Gl. (4) werden $\mathfrak{U}'$ in V, f in Hz und q_{Fe} in cm² eingesetzt; die Induktion $\mathfrak{B}$ ergibt sich dann in Gauß (G).

Mit dem erhaltenen $\mathfrak{B}$-Wert kann man durch einen Vergleich mit den aufgeführten Induktionswerten in der Tabelle entscheiden, ob es sich um Dynamoblech oder Texturblech handelt. Bei Texturblech erhält man eine Induktion von 14000 G für LL 30/10 bzw. 17500 G für LL 39/13 ··· LL 90/30. Bei Dynamoblech erhält man einen Wert < 12000 G für

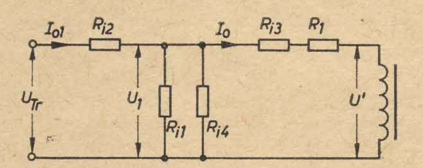


Bild 2: Ersatzschaltung zu Bild 1

LL 30/10 bzw. < 14500 G für LL 39/13 bis LL 90/30, da die Verluste bei Dynamoblech in der Regel etwas höher liegen, man sich aber bei diesem Ermittlungsverfahren auf Texturblech bezieht. Sind die wirksamen Eisenverluste kleiner als die in der Tabelle angegebenen Nennwerte, so kommen u. U. etwas höhere Induktionswerte heraus. Bei größeren Verlustwerten erhält man kleinere Induktionswerte als in der Tabelle angegeben. Man bekommt also darüber hinaus auch eine Aussage über die Qualität der Bleche, d. h. über die Größe der Verluste und damit über den in Rechnung zu setzenden Induktionswert, wenn man unzulässig hohe Leerlaufverluste vermeiden will.

Ist die Blechsorte bekannt (z. B. Texturblech) und ist der Induktionswert zu ermitteln, bei dem gerade die tabellierten Verlustwerte erreicht werden, kann man bei Verwendung der genannten Probespulen und im Falle von Texturblech folgende Beziehungen benutzen:

$$\mathfrak{B} = \frac{\mathfrak{U}'}{220} \cdot 17{,}5 \cdot 10^3 = 79{,}5 \cdot \mathfrak{U}' \qquad (5)$$

für LL 39/13 ··· LL 90/30

und

$$\mathfrak{B} = \frac{\mathfrak{U}'}{220} \cdot 14{,}0 \cdot 10^3 = 63{,}6 \cdot \mathfrak{U}' \qquad (6)$$

für LL 30/10

Setzt man die Spannung $\mathfrak{U}'$ in V ein, so erhält man $\mathfrak{B}$ wieder in Gauß.

Eckert

Tabelle: Werte zur Ermittlung der Blechsorte

(Die Werte sind der zum TGL-Entwurf 15 583 beigefügten Zusammenstellung entnommen)

Typ			LL 30/10	LL 39/13	LL 48/16	LL 60/20	LL 75/25	LL 90/30
Windungszahl	W_1		6940	3360	2240	1450	922	632
Eisenverluste	V_{Fe}	W	0,6	0,7	2,2	4,0	7,5	12,5
Arbeitsinduktion für Dynamoblech für Texturblech	B_A	Gauß	12000 14000	14500 17500	14500 17500	14500 17500	14500 17500	14500 17500
Jochverstärkung		Stck.	4×3	4×4	4×4	4×6	4×8	4×8
Eisenquerschnitt	q_{Fe}	cm²	1,02	1,68	2,52	3,89	6,13	8,93

Referate

Eine Halbleiternachbildung der Sättigungsdiodenkennlinie

Für viele elektronische Schaltungen benötigt man Bauelemente, die eine Konstantstromkennlinie besitzen, so wie sie die Sättigungsdiode mit Reinmetallkatode besitzt. Auch in den Schaltungen der Halbleitertechnik wäre ein solches Bauelement gut verwendbar, nur stören hier Notwendigkeit der Heizung und hohe Anodenspannung. Die im Bild 1 angegebene Schaltung bildet die Sättigungsdiode

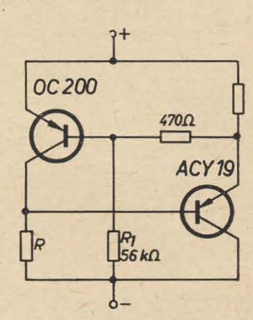


Bild 1: Schaltung der Sättigungsdiodennachbildung

im Spannungsbereich 5 bis 25 V und bei Strömen von 1 bis 5 mA nach. Bei Konstantstrombauelementen empfiehlt sich die Definition eines Gütefaktors nach der Beziehung

$$F = (I/U) \cdot (dU/dI)$$

Für eine ideale Konstantstromdiode würde F = Unendlich sein, während ein ohmscher Widerstand durch F = 1 gekennzeichnet wäre. Man kann mit der Schaltung nach Bild 1

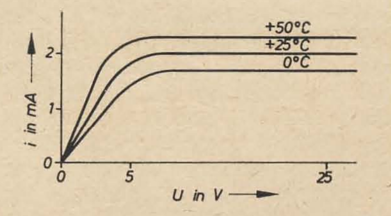


Bild 2: Strom-Spannungs-Kennlinie der Sättigungsdiodennachbildung mit der Temperatur als Parameter

etwa F = 50 erreichen. Ein Einfluß der Umgebungstemperatur auf die Kennlinie, wie es Bild 2 zeigt, wird durch Verwendung von Siliziumtransistoren kleingehalten. Der sich bei Verwendung von Si-Transistoren ergebende Temperaturkoeffizient beträgt —0,5 % je °C. Durch Einschalten einer Zenerdiode mit positivem Temperaturkoeffizienten in den Emitterkreis des Verstärkertransistors (OC 200) kann der Temperaturgang kompensiert werden. Allerdings steigt die minimale Betriebsspannung für die Konstantstromdiodennachbildung von 5 auf 10 V an. Die Werte für die Abgleichwiderstände r und R als Funktion von i = konst. sind in der Tabelle angegeben. Durch Einsatz von Planartransistoren ist auch ein Konstantstrom von 100 μA erreichbar. Die maximal anlegbare Spannung beträgt 25 V, d. h., der Spannungsregelbereich beträgt 1 : 5. Im Bild 3 ist die

Tabelle: r und R als Funktion von i = konst.

Konstantstrom	1 mA	2 mA	5 mA
r	470 Ω	220 Ω	91 Ω
R	47 kΩ	47 kΩ	33 kΩ

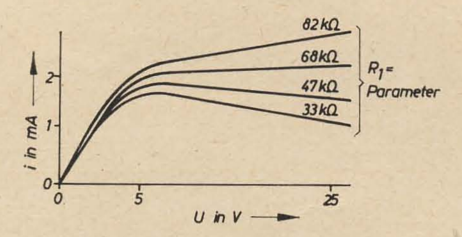


Bild 3: Ausgleichswiderstand R_1 verändert die Neigung der i = f(U)-Kennlinie

Wirkung des Ausgleichswiderstandes R_1 auf die Kennlinie dargestellt. Man kann je nach Wunsch verschiedene Steigungen der i = f(U)-Kennlinie erzielen, indem man R_1 variiert.
Die HF-Eigenschaften werden durch ein Ersatzschaltbild gekennzeichnet, das als resistives Element den Gleichstromwiderstand und als kapazitives Parallelelement ein C von 120 pF enthält. Ist für bestimmte Zwecke ein noch besseres HF-Verhalten erforderlich, so muß man Si-HF-Transistoren einsetzen.
Der Einsatzbereich der Nachbildung beträgt —10 bis +50 °C. Oberhalb +50 °C wird der Reststrom zu groß und die Kompensation unwirksam. Eine Anwendung dieser Halbleiter-Sättigungsdiodennachbildung ist als Ladediode bei Kippgeräten möglich.

Aus „electronics" July 6 (1962)

Fachbücher

Reinhold Paul

Transistoren

Physikalische Grundlagen und Eigenschaften

VEB Verlag Technik, Berlin

508 Seiten, 223 Bilder, 20 Tafeln

Kunstleder 35,— MDN

Der Transistor hat in den vergangenen Jahren einen festen Platz nicht nur in der Schwachstromtechnik, sondern in der gesamten Elektrotechnik gefunden. Er ist darüber hinaus zum Keim einer neuen Technik — der Mikroelektronik — geworden.
Die Entwicklung des Transistors ist eine Gemeinschaftsarbeit von Physikern und Chemikern. Die Anwendung jedoch liegt in erster Linie in den Händen der Elektroingenieure. Dadurch besteht die Gefahr, daß jede Gruppe nur das für sie Spezifische des Transistors sieht. Neue, gute und rationelle Schaltungsentwicklungen jedoch erfordern vom Anwender gründliche Kenntnisse der Transistoreigenschaften; vom Physiker und Chemiker Berücksichtigung bestimmter Prinzipien der Schaltungsentwicklung.
Die aus der Industrie gewonnenen Erfahrungen des Autors finden zusammen mit seinen Lehrerfahrungen an einer technischen Hochschule in diesem Buch ihren Niederschlag. Da es den elektrischen Eigenschaften des Bauelementes in betonter Weise Rechnung trägt, ist es insbesondere für den Anwender von Transistoren geschrieben worden. Darüber hinaus gewinnt das Buch durch seinen methodischen Aufbau besonderen Wert für Studenten dieser Fachrichtungen.
Die ersten Kapitel haben den pn-Übergang als Grundbestandteil des Transistors zum Inhalt. Ein Übersichtsabschnitt orientiert über die Vielfalt der Herstellungsverfahren und die sich daraus ergebenden Bezeichnungsweisen moderner Transistoren (z. B. Mesa-, Epitaxial-, Planartransistoren).
Das Schwergewicht liegt auf der Darstellung der elektrischen Eigenschaften des Transistors, wie sie z. B. in Form von Kennwerten für die Schaltungsauslegung von Bedeutung sind. Hierunter fallen Kennlinienfelder und deren Grenzbereiche, die Vierpolbetrachtungen bei tiefen und hohen Frequenzen in besonderer für die praktische Anwendung zugeschnittener Form. Die Fülle der Ersatzschaltungen hat der Autor nach einheitlichen Gesichtspunkten geordnet. Auch die Besonderheiten des Impuls- und Schalterbetriebs, das Rauschen und die thermischen Probleme werden in getrennten Abschnitten ausführlich behandelt. Thermische Stabilität und Stabilisierung werden eingehend erläutert, da sie wichtige Dimensionierungsgesichtspunkte sind.
Neben dem durch viele Untersuchungen gefestigten Stoff kommen neue und höchst aktuelle Themen zur Sprache.
Etwa 960 Literaturstellen — sie enthalten die wichtigste Literatur in französischer, englischer, polnischer, russischer und deutscher Sprache auf dem Gebiet der Transistortechnik bis Ende 1963 — sind Wegweiser zu weiterem Studium. Die mit aufgenommenen englischen Fachtermini erleichtern die Lektüre des angelsächsischen Schrifttums.

M. Schroedter und I. Meyer

Betriebsmeßtechnik

Verfahren — Einsatz — Wartung

REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK Bd. 17

67 Seiten, 52 Bilder, broschiert 4,80 MDN

Im Zuge der verstärkten Einführung der Automatisierung werden sich in Zukunft Ingenieure und Techniker aller Fachgebiete mit meßtechnischen Problemen beschäftigen müssen. Das Buch will dazu beitragen, ihnen die nötigen Vorkenntnisse zu vermitteln.
Der vorliegende Band befaßt sich mit den Grundlagen der Betriebsmeßtechnik. Nach Bemerkungen über allgemeine Forderungen an Betriebsmeßgeräte (Betriebssicherheit, Genauigkeit, Zeitverhalten usw.) werden Meßstelle, Meßverfahren und Meßgeräte einer eingehenden Untersuchung anhand ihrer charakteristischen Merkmale unterzogen. So werden

z. B. Meßstellenpläne, Erfassung und Darstellung der Meßgrößen, Geräteauswahl, -einbau sowie Zusatzeinrichtungen erläutert. Ein besonderer Abschnitt ist der Organisation und den Aufgaben meßtechnischer Abteilungen in Produktionsbetrieben gewidmet.

Dieser Band gibt eine Einführung in die Aufgaben und Probleme des technischen Messens in Produktionsbetrieben. Er ist für Ingenieure, Techniker und Meister bestimmt, die sich im Rahmen ihrer Aufgaben zur Durchsetzung fortschrittlicher Arbeitsmittel und -methoden mit meßtechnischen Problemen beschäftigen müssen. Die Verfasser wollen ihre in langjähriger Praxis gewonnenen Erfahrungen diesem Personenkreis vermitteln, um auch in mittleren und kleineren Betrieben ohne eigene meßtechnische Abteilung eine gut organisierte meßtechnische Betriebsüberwachung zu ermöglichen. Darüber hinaus kann dieser Band auch für Facharbeiter und angehende Meister in meßtechnischen Abteilungen zur Abrundung ihrer Qualifizierung empfohlen werden.

Der Inhalt sieht nach einleitenden Hinweisen über Forderungen an Betriebsmeßgeräte drei Hauptabschnitte vor, in denen die Grundlagen zur Auswahl von Meßstellen, Meßverfahren und Meßgeräten behandelt werden. Dabei werden z. B. Meßstellenpläne erläutert, die verschiedenen Möglichkeiten zur Erfassung und Darstellung der Meßgrößen beschrieben und Anleitung zur Berücksichtigung der Betriebsverhältnisse bei der Beschaffung von Geräten gegeben. Ein weiterer Abschnitt enthält Hinweise über den zweckmäßigen Aufbau des betrieblichen Meßwesens.

GA

In unserem letzten Heft machten wir Sie auf Seite 671 mit unserer neuen Standardrubrik HANDBÜCHEREI ELEKTRONIK bekannt. Alle Interessenten, die an entsprechendem Informationsmaterial interessiert sind, bitten wir, den untenstehenden Bestellzettel auszuschneiden, auf eine Postkarte aufzukleben und diese u n f r a n k i e r t an folgende Anschrift zu senden:

VEB Verlag Technik
Hauptdirektion Elektrotechnik
102 **Berlin 2**
Oranienburger Str. 13/14

Bitte übersenden Sie mir das

Informationsmaterial

für die Handbücherei 1965

Elektrotechnik
Elektronik
Regelungstechnik

Name: Beruf:

Ort: Straße:



Die in unserem Betrieb produzierten Druckkammer-Lautsprecher 128 KD 6 VA, 128 KD 2 6 VA-Doppeltrichter, 129 KD 12,5 VA und 244 KD 3 VA sind dauererregte Trichterlautsprecher zur Wiedergabe von Sprache. Sie sind besonders geeignet für den Einsatz im Freien, z. B. auf Schiffen, Bahnsteigen, Baustellen, Sportplätzen, Fahrzeugen usw.

Die besonderen Merkmale sind:

Doppelt gefalteter Stahlblechtrichter, Spezialimprägnierung der Membran, Druckkammer mit Laufzeitkegel, staubdichtes Topfmagnetsystem, Schutzart P 44 s der elektrischen und P 43 der akustischen Teile.

Die Hauptabmessungen und Massen betragen:

	max. Durchmesser mm	Einbau-tiefe mm	Masse kg
128 KD	275	270	2,7
128 KD 2	275	270	4,6
129 KD	440	380	6,4
244 KD	Durchmesser oval 253×136	210	2,5

Elektrische und akustische Daten:

Nennbelastbarkeit	128 KD	128 KD 2	129 KD	244 KD	
VA	6	6	12,5	3	
Übertragungsbereich Hz, (Toleranzkanal 20 dB Breite)	350···6000	350···6000	300···5000	400···6000[1]	
Kennempfindlichkeit μbar/$\sqrt{VA}$ (im Bereich 500···4000 Hz)	50	20	50	25	[2]
Nennscheinwiderstand/Ohm	6	6	12,5	15	
Eingebauter Übertrager VA/Ohm	6/1600	6/1600	12,5/800		[3]
mit folgenden Anschlüssen VA/Ohm	3/3200	3/3200	6/1600 3/3200		

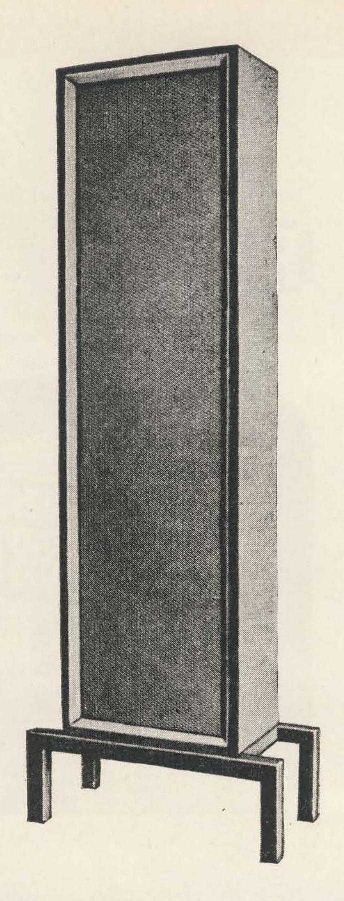
128 KD



1) **Bei Mikrofonbetrieb 300···2000 Hz**

2) **15 und 600 Ohm umschaltbar**

3) **Empfindlichkeit 1,1 $\frac{mV}{\mu bar}$ am Ausgang 15 Ohm**



Leistung der Tonsäule 12,5 VA

Sie ist vorgesehen für die Beschallung von Sälen und Kulturräumen und ist bestückt mit 4 Breitbandlautsprechern der Type L 2158 PB. Die Lautsprecher sind in einer senkrechten Gruppe angeordnet und haben eine scheibenförmige Ausstrahlcharakteristik in horizontaler Lage. Um die Scheibenform bei hohen Frequenzen zu erhalten, sind die Lautsprecher versetzt angeordnet.

Die Hauptabmessungen der Säule betragen:

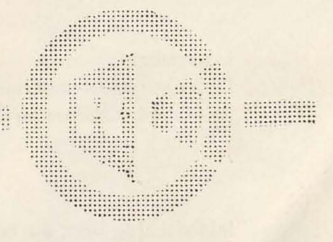
Breite	310 mm	(Fußbreite 450)
Höhe	1280 mm	einschließlich Fuß)
Tiefe	240 mm	
Masse	17 kg	

Der Fuß ist abschraubbar, damit die Tonsäule an der Wand befestigt werden kann.

Farbtöne: grau, blau, gelb und grün.

Die Bestellangabe ist durch die gewünschte Farbe des Spannmaterials zu ergänzen.

Änderungen im Interesse des technischen Fortschritts für die angegebenen Erzeugnisse vorbehalten.



VEB Elektrotechnische Werkstätten Rötha, Bez. Leipzig

Ruf: Rötha 2088/2089